

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

AKUMULÁTOROVÝ SVAŘOVACÍ ZDROJ

BATTERY-POWERED WELDING INVERTER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Stanislav Starec

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO 2019



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Stanislav Starec

ID: 164403

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Akumulátorový svařovací zdroj

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Dostavte ochrany a regulační obvody zdroje vyvíjeného v semestrálním projektu a dokončete kompletaci mechanické konstrukce.
2. Proveďte dokumentační měření na realizovaném svařovacím zdroji.
3. Navrhněte obvody nabíječe pro akumulátor svářečky a pokusně je realizujte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice.
- [2] VOREL, Pavel. Řídicí členy v elektrických pohonech, skriptum VUT.
- [3] VOREL, Pavel. Průmyslová elektronika, skriptum VUT.

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato semestrální práce je zaměřená na návrh a následnou realizaci obloukové stejnosměrné svářečky. Tato práce vychází z diplomové práce, kde byla realizovaná první verze. Svářečka je napájena z bateriového boxu obsahující LiFePO₄ články. Články baterie jsou chráněny BMS obvody. Řídicí elektronika reguluje střidu snižujícího DC/DC měniče v uzavřené proudové nebo výkonové regulační smyčce. Regulátor výkonu byl navržen a ověřen pomocí simulací. Spínání výkonových tranzistorů, horního i dolního, je realizováno opticky odděleným budičem. Nabíjení akumulátoru je řešeno spínaným měničem s blokující topologií. Pro nabíječku i svářečku je vytvořena konstrukce z hliníkového plechu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Oblouková svářečka, ROS, snižující DC/DC měnič, LiFePO₄ akumulátor, PWM modulátor UC3843 a UC3845, hradla 4049D a 74AC14D, optočlen, blokující měnič, SiC výkonové součástky, Matlab/Simulink, linearizace

ABSTRACT

This semester's paper is focused on proposition and following implementation of DC arc welder. This paper is based on master thesis, where the first version was realized. The welder is powered by a battery pack with LiFePO₄ type cells. Battery cells are protected by BMS circuits. The driving electronics controls the duty cycle step-down (buck) converter in a closed current or power regulation loop. The power regulator has been designed and validated by simulations. Switching power transistors, low side and high side, are implemented by optically isolated gate drivers. Charging the battery is solved by a switching flyback converter. For the charger and the welder is sheet metal construction made of aluminum sheet.

KEYWORDS

Arc welder, MMA, step-down DC/DC converter, LiFePO₄ battery, PWM controller UC3843 and UC3845, gate 4049D and 74AC14D, optocoupler, Flyback converter, SiC power components, Matlab/Simulink, linearization

STAREC, S. *Akumulátorový svařovací zdroj*. Brno, 2019, 91 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D..

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Akumulátorový svařovací zdroj“ jsem vypracoval(a) samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor(ka) uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych chtěl poděkovat docentu Ing. Pavlu Vorlovi, jakožto vedoucímu práce a Ing. Janu Martišovi, za odborné vedení, konzultace a podnětné návrhy při veškerých úlohách spojených s touto diplomovou prací. Oběma vyučujícím děkuji především za jejich časovou flexibilitu a neuvěřitelné doplňování se, jak časově, tak vědomostně. Děkuji za mnohé informace, které jsem se v oblasti silové elektroniky dozvěděl pod jich vedením. Dále bych rád poděkoval svému vedoucímu ze zahraniční univerzity v Rusku docentu Denisu Alekseyevichu Kotinu, za podnětné návrhy a rady při matematickém popise systému a veškerou pomoc při simulacích. Veliké poděkování také patří všem mým spolužákům studijní skupiny EEM-82 při ročním pobytu na Novosibirské technické statní univerzitě, kteří mi ochotně pomáhali po jazykové stránce při studiu. Nakonec veliké díky patří mému bývalému spolužáku Ing. Lukáši Doležalovi, za pomoc při jazykové, gramatické a smyslové korekci textové části této práce.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

OBSAH

Úvod	11
1 Svařovací zdroje	12
1.1 Popis svařování a názvosloví	12
1.2 Typy a vlastnosti	13
1.3 Použití a funkce	14
2 Popis částí bateriové svářečky	16
2.1 Dimenzování akumulátoru	16
2.1.1 Tepelný návrh baterie	17
2.1.2 Navržené obvody BMS	18
2.2 Návrh použitého DC / DC měniče	19
2.3 Topologie řídicích obvodů	20
3 Oprava svařovacího zdroje	22
3.1 Oprava silového obvodu	22
3.2 Kontrola pomocného napájecího zdroje	24
3.3 Návrh řídicích obvodů	25
3.3.1 Obvody BMS a zesílení signálu z bočníku	25
3.3.2 Obvod měření a regulace výkonu	25
3.3.3 Zapojení řídicího obvodu UC3843	27
3.3.4 Zapojení obvodu ochranných dob	28
3.3.5 Zapojení budičů tranzistorů	30
3.4 Návrh a výroba DPS řídicích obvodů	31
3.5 Oživování řídicí desky	32
3.5.1 Nastavení zesílení OZ	32
3.5.2 Nastavení PWM modulátoru a ochranných dob	32
3.6 Oživování svářecího zdroje	34
3.6.1 Oživování BMS na řídicí desky	34
3.6.2 Oživování budičů	34
3.6.3 Oživování silové části svařovacího zdroje	36
4 Mechanická konstrukce svářečky	39
4.1 Mechanické díly	39
4.2 Kryt svářečky	39
4.2.1 Zadní stěna	40
4.2.2 Spodní část – podstava	41
4.2.3 Přední panel	42

4.2.4	Boční kryty a vrchní kryt	42
4.3	Mechanické provedení pojistky	43
4.4	Elektrické zapojení vodičů	44
4.5	Hmotnostní bilance svářečky	45
5	Ladění výkonové regulační smyčky	46
5.1	Experimentální změna parametrů PI regulátoru výkonu	46
5.2	Matematický výpočet PI regulátoru výkonu	46
5.2.1	Matematický model regulované soustavy	47
5.2.2	Identifikace parametrů vnitřní smyčky proudu	48
5.2.3	Identifikace parametrů vnější regulační smyčky výkonu	51
6	Nabíječka akumulátoru svářečky	56
6.1	Výběr topologie zdroje	56
6.2	Dimenzování součástek	56
6.2.1	Výpočet hlavního transformátoru	56
6.2.2	Výpočet resetovací tlumivky	58
6.2.3	Výpočet proudového transformátoru	59
6.2.4	Výpočet pomocného zdroje	59
6.2.5	Výpočet výstupního filtru	61
6.3	Oživení hlavního měniče	61
6.3.1	Nastavení budiče	61
6.3.2	Kontrola napěťových překmitů	62
6.3.3	Nastavení výstupního výkonu	64
6.3.4	Kontrola výstupního zvlnění	64
6.3.5	Měření zatěžovací charakteristiky	65
6.4	Mechanická konstrukce nabíječky	66
6.4.1	Kryt nabíječky	66
6.4.2	Chlazení nabíječky	66
7	Závěr	68
	Literatura	70
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	72
A	Přílohy svářečka	73
B	Přílohy nabíječka	86
C	Přílohy obsah CD	91

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Termíny popisující proces svařování, převzato z [1].	12
1.2	Použití ROS/MMA z hlediska tloušťky materiálu, převzato z [1]. . . .	15
2.1	Fotografie hotové baterie s BMS obvody, převzato z [9].	17
2.2	Narůst teploty během měření tepelné kapacity, převzato z [9].	18
2.3	Diagram BMS obvodu použitého ve svářečce, převzato z [9].	19
2.4	Schéma modulu s optočlenem, převzato z [9].	19
2.5	Schéma synchronního snižujícího měniče s bočníkem, převzato z [9]. .	20
2.6	Fotografie měniče a výstupního induktoru, převzato z [9].	21
2.7	Regulační smyčka proudu, převzato z [9].	21
2.8	Regulační smyčka proudu, převzato z [9].	21
3.1	Stabilizátory napájecích napětí, upraveno z [5].	24
3.2	Měření a regulace výkonu, upraveno z [5].	26
3.3	Zapojení řídicího obvodu UC3843, upraveno z [5].	27
3.4	Změřené úrovně překlopení TTL.	28
3.5	Zapojení invertorů pro zpožděné zapínání tranzistoru.	29
3.6	Zapojení optobudičů horní vlevo, dolní vpravo.	30
3.7	PWM signál na výstupu obvodu UC3843, vpravo detail.	33
3.8	Ochranné doby, dolních tranzistorů vlevo, horních vpravo.	33
3.9	Průběh buzení výkonových tranzistorů.	35
3.10	Příklad úpravy sondy osciloskopu proti rušení.	35
3.11	Průběh napětí a proudu ve stavu naprázdno a nakrátko.	36
3.12	Vypínací děj na horním tranzistoru.	37
3.13	Zapínací a vypínací děj na dolním tranzistoru.	37
3.14	Detail synchronního spínání dolním tranzistorem.	38
4.1	Chladič s plným osazením.	40
4.2	Kryt po ohýbání a vrtání, zleva podstava, přední panel a vrchní kryt. .	41
4.3	Vrchní kryt s rukojetí po vyleštění a nalakování.	43
4.4	Vytvořená pojistka s měděnými přívodními pasy.	44
5.1	Blokové regulační schéma svářečky, převzato z [9].	47
5.2	Model obvodu UC3843.	48
5.3	Simulační schéma vnitřní regulační smyčky proudu sestavené v Matlabu. .	50
5.4	Blokové schéma vnější regulační smyčky výkonu sestavené v Matlabu. .	52
5.5	Přechodové jevy při nastavení dle Bessela, převzato z [14].	54
5.6	Blokové schéma vnější regulační smyčky výkonu sestavené v Matlabu. .	55
6.1	Signál PWM modulátoru vlevo, na hradle tranzistoru T1 vpravo. . .	62
6.2	Sledování překmitů na výkonovém tranzistoru.	63
6.3	Sledování překmitů na usměrňujících diodách.	63

6.4	Průběh výstupního signálu transformátoru proudu.	64
6.5	Výstupní zvlnění bez filtru vlevo, s filtrem vpravo.	65
6.6	Grafické znázornění zatěžovací charakteristiky nabíječky.	65
6.7	Průtok chladicího vzduchu vnitřkem nabíječky.	67
6.8	DPS nabíječe s osazeným chladičem.	67
A.1	Schéma zapojení řídicí elektroniky svářečky.	73
A.2	Horní strana osazení DPS řízení svářečky.	74
A.3	Dolní strana osazení DPS řízení svářečky.	74
A.4	Soupis součástek osazených na DPS řízení svářečky.	75
A.5	Rozměry chladič a držák chladič-podstava.	76
A.6	Rozměry podstava.	77
A.7	Rozměry přední panel.	78
A.8	Předloha popisové folie předního panelu.	79
A.9	Rozměry vrchní a boční kryt.	80
A.10	Elektrická zapojovací schéma.	81
A.11	Simulované přechodové procesy v smyčce proudu.	82
A.12	Simulované přechodové procesy v smyčce výkonu 1.	83
A.13	Simulované přechodové procesy v smyčce výkonu 2.	84
B.1	Schéma zapojení nabíječky.	86
B.2	Horní strana osazení DPS nabíječky.	87
B.3	Dolní strana osazení DPS nabíječky.	87
B.4	Soupis součástek osazených na DPS nabíječky.	88
B.5	Rozměry chladiče a boční stěny nabíječky.	89
B.6	Obvodové stěny nabíječky.	90

SEZNAM TABULEK

1.1	Výkonová využitelnost svařovacího invertoru KITin165, převzato z [10].	14
2.1	Parametry článků a celé baterie, převzato z [9]	16
3.1	Vypočtené a změřené zesílení OZ	32
4.1	Orientačně zvážené hmotnosti elektrických částí svářečky.	39
4.2	Orientačně zvážené hmotnosti mechanických dílů svářečky.	45
5.1	Koeficienty char. polynomu při standardním lineárním tvaru dle Bessela.	54
6.1	Změřené hodnoty zatěžovací charakteristiky nabíječky.	66

ÚVOD

Na trhu je dnes velké množství různých druhů elektrických svářecích zdrojů. Důvodem realizace vlastní akumulátorové obloukové svářečky je požadavek na mobilitu a přenositelnost výrobku ve spojení s nezávislostí na elektrické rozvodné síti, což vede k napájení svářečky z akumulátorů. Dalším důvodem je možnost implementace regulace na konstantní výkon, což podle předpokladu omezení vneseného tepla do svařovaného materiálu, přinese širší použitelnost tohoto zdroje např. při svařování tenkostěnných materiálů, kde by nemělo docházet k protavení základního materiálu.

Stejnoseměrná oblouková svářečka napájena z akumulátoru již byla na škole realizovaná studentem magisterského studia. Po opakovaných testech svařování, ale došlo k destrukci výkonového měniče. Protože výrobek není možné dále používat, bude přistoupeno k opravě silové části a návrhu nové řídicí elektroniky. Kromě elektroniky k svářečce bude v této diplomové práci řešena i elektronika nabíječky akumulátoru svářečky, což je jeden z bodu zadání.

V první řadě, před praktickým započítáním prací, bylo třeba nastudovat dokumentaci a schémata z předchozí diplomové práce. Potom budou následovat šetření, proč došlo k destrukci výkonové elektroniky. Zřejmě jednoho nebo několika tranzistoru. Podle závažnosti poškození potom dojde k opravě nebo výměně. Pro řídicí elektroniku bude zapotřebí navrhnout nové schéma a vyrobit nový plošný spoj.

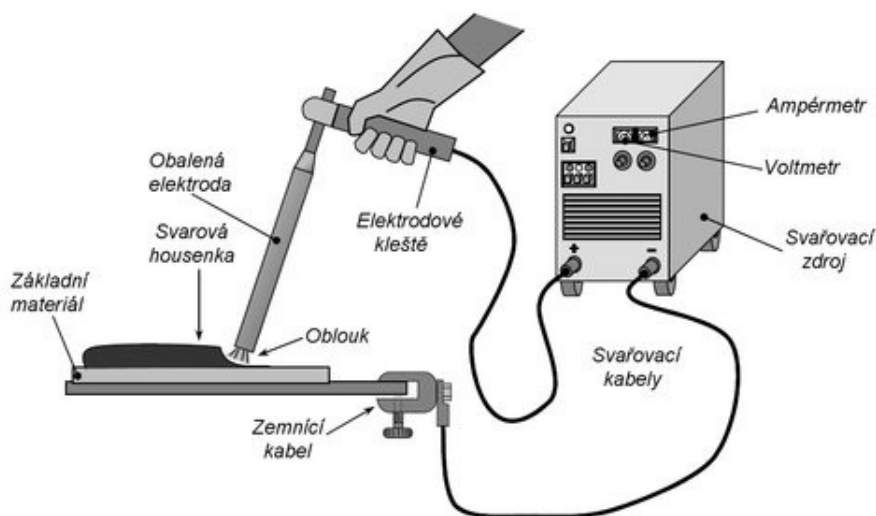
Po návrhu a výrobě elektronických částí bude postupně provedeno testování všech obvodů. Cílem je zprovoznit jak proudovou, tak výkonovou regulační smyčku a otestovat je. Pro účely praktického svařování, bude potřeba sestavit mechanickou konstrukci a kryty pro svářecí zdroj. Kryty musejí splňovat nároky na mechanickou odolnost, nízkou hmotnost, ale také poskytovat možnost pasivního chlazení silové elektroniky. Při svařování již bude potřeba připojit bateriový box, z čehož plyne další úkol, a to realizace nabíječky. Výběr topologie, návrh schématu a všechny náležité kroky, týkající se nabíjecích obvodů budou konzultovány s vedoucím práce.

1 SVAŘOVACÍ ZDROJE

Jak už bylo napsáno v úvodu, na trhu se aktuálně nachází velké množství různých typů svařovacích zdrojů. Kromě ceny a vzhledu se liší hlavně důležitými vlastnostmi, které zlepšují samotný proces svařování a kvalitu svařovaného spoje. V této kapitole proto bude popsáno, do které kategorie svařovacích zdrojů náš výrobek patří, z čehož vyplýne, jaké druhy materiálů s ním lze svářet. Dále budou uvedeny vlastnosti komerčně prodávaných svařovacích zdrojů.

1.1 Popis svařování a názvosloví

Svařování je vytvoření nerozebíratelného pevného spoje dvou nebo více kovových materiálů. Snažíme se vytvořit takové termodynamické okolnosti, které způsobí vznik nových vazeb mezi atomy. Aby došlo k procesu sváření, musí být na materiál působeno tlakem, teplem, nebo ideálně oběma způsoby současně. V našem případě ke sváření dochází za působení elektrického oblouku, tedy teplem. [1]



Obr. 1.1: Termíny popisující proces svařování, převzato z [1].

K sváření materiálu dochází na základě hoření oblouku mezi svařovací elektrodou a základním materiálem. K zapálení oblouku dochází ve chvíli, kdy dojde k dotyku mezi elektrodou a svařovaným materiálem. Jádrem elektrody dále tvoří přídatný materiál a v okolí elektrického oblouku je ochranná atmosféra, která chrání svarovou lázeň v čase tuhnutí svaru. Tato atmosféra je vytvářena foukaným plynem např. CO_2 , Ar, nebo tavením obalu při obalových elektrodách, kde je dále svařovaná

housenka chráněna ještě struskou. Celá sestava svařovacího procesu je znázorněna na obr. 1.1, kde jsou také vysvětleny pojmy popisující systém svařování elektrickým obloukem s obalenou elektrodou. [1]

1.2 Typy a vlastnosti

Námi vyvíjený svařovací zdroj je přednostně určen pro svařování elektrickým obloukem s použitím obalových elektrod označené jako technologie ROS/MMA (Ručné obloukové svařování – Manual Metal Arc). Jedná se o postup svařování určený pro ruční, nikoliv průmyslově automatizované svařování. Jde o nejstarší a stále hojně používanou metodu, z důvodů jednoduchosti obsluhy a servisu svařovacího zdroje.

Velkou výhodou metody TIG (Svařování wolframovou elektrodou v ochranné atmosféře inertního plynu – Tungsten Inert Gas) je vhodnost pro svařování tenkých materiálu, plechu a auto-karosářských dílů. Tuto vlastnost nemá žádná jiná metoda ROS/MMA ani MIG/MAG (Svařování kovů v ochranné atmosféře inertního (MIG) nebo aktivního (MAG) plynu – Metall Inert Gas / Metall Active Gas), protože u těchto typů svařování oblouk vzniká jen za přidání materiálu tavicí se elektrody. Při TIG metodě oblouk vzniká mezi základním materiálem a wolframovou elektrodou, kde je teplota tavení minimálně dvojnásobná oproti teplotě svařovací lázně. Přídavný materiál se doplňuje externě např. jako při svařování plamenem. [3]

Metoda ROS/MMA s regulací konstantního svařovacího výkonu by měla dosáhnout stejných možností spojování tenkostěnných materiálů jako u TIG. Velikou výhodou ROS/MMA technologie je způsob ochrany svarové housenky a to tak, že se používá obal elektrody, díky čemuž odpadá potřeba externího zařízení s plynem. Oproti technologii s foukaným plynem, kde je problém s povětrnostními vlivy z důvodu od fouknutí plynu větráním, je metoda ROS/MMA méně náchylná. Mezi velké nevýhody ROS/MMA patří nutnost odstranění strusky z povrchu housenky a také nutnost časté výměny elektrod, které jsou dlouhé 35 až 45 cm. Při výměně elektrod dochází k častému přerušování svařování a tím snížení časové produktivity. Mezi další nevýhody patří velké vnesené teplo a kontaminace kyslíkem, kvůli které se tato metoda nemůže používat pro povrchově upravené materiály. [1]

K časové využitelnosti svařovacího zdroje patří parametr nazývaný zatížitelnost nebo také výkonová využitelnost svařovacího zdroje. Tento parametr svářečky se vyjadřuje v procentech. Tedy kolik času procentuálně stroj může pracovat a kolik se musí chladit. Tyto parametry výrobci musí měřit podle normy EN 60974-1, a to při referenční teplotě okolí 40 °C. Tabulka 1.1 popisuje komerčně vyráběný svařovací invertor KITin 165 [10], kde je pro desetiminutový časový interval popsána výkonová využitelnost zařízení a pro názorné vysvětlení jsou zde uvedeny časy svařování a chlazení. Desetiminutový časový interval udává výše citovaná norma. [2]

Tab. 1.1: Výkonová využitelnost svařovacího invertoru KITin165, převzato z [10].


Výkonová využitelnost	Svařovací proud	Čas svařování	Čas chlazení
45 %	160 A – maximum stroje	4,5 min.	5,5 min.
60 %	120 A	6 min.	4 min.
100 %	95 A	10 min.	0 min.

Pro námi vyráběný svařovací zdroj je maximální proud 120 A uvažován s výkonovou využitelností 50 %. To znamená, že je zdroj schopen pracovat maximálně 5 minut nepřetržitě s maximálním zatížením a následně musí 5 minut chladnout. Pětiminutový interval práce vychází z kapacity akumulátoru 10 Ah, který se při maximálním zatížení za čas 5 minut plně vybije a musí se následně nabít. Výpočty kapitoly 5 Návrh chlazení, ze strany 38, v předchozí diplomové práci [5], popisují výpočet a výběr chladiče pro pasivní chlazení.

1.3 Použití a funkce

Pro zvolenou technologii svařování může být použito také střídavé napětí. V našem případě však bude použito napětí stejnosměrné. V závislosti na použitém typu obalené elektrody, a to materiálu obalu, je potřeba před samotným svařováním provést přepólování svařovacích kabelů. Při všech běžných obalech, jako jsou rutilový a bazický se svařované těleso uzemní a na elektrodu se přivede kladný pól svařovacího zdroje. Při použití elektrod např. kyselým obalem, je potřebné zaměnit polaritu, to znamená, že se kladný pól zdroje připojí na svařované těleso a záporný pól zdroje na svařovací elektrodu. Bližší informace o použití konkrétní obalené elektrody se vždy nachází na originálním obalu elektrod. [2]

ROS/MMA technologii svařování lze použít na svařování vysoce, nízko i nelegovaných ocelových materiálů. Nejčastěji jsou to ocelové konstrukce běžných rozměrů s tloušťkou materiálu od 1,5 do 50 mm. Následující obrázek 1.2 popisuje použití různých typů obloukového svařování obalenou elektrodou z hlediska tloušťky základního materiálu. [1]

Typ svaru		Tloušťka základního materiálu (mm)							
		1.5	3	6	12	24	...	100	200
	Základní svar bez přípravy svarových ploch								
	Základní svar s přípravou svarových ploch								
	Více vrstvý svar								
	Koutový svar								

Obr. 1.2: Použití ROS/MMA z hlediska tloušťky materiálu, převzato z [1].

V dnešní době v sobě již i nejlevnější svářeční zdroje zahrnují funkce, které zkvalitňují a ulehčují vznik elektrického oblouku a samotný proces svařování. Na vznik oblouku má vliv čistota povrchu svařovaného základního materiálu, čistota svarových hran, ale hlavně velikost proudu při dotyku elektrody se základním materiálem. Výrobci komerčních svářeček tuto funkci nazývají Hot start, což je ulehčení zapálení oblouku navýšením svařovacího proudu v okamžiku dotyku, "škrtnutí" elektrody. Navýšený proud bývá o 50 % větší oproti nastavenému, ale často i jinak. Pokud dojde k zapálení oblouku nebo uplynutí určitého času, často půl sekundy, maximální svařovací proud se opět omezí na velikost nastaveného svařovacího proudu. [2] [4]

Další častou situací je přilepení svařovací elektrody při svařování. Funkce svářečky, která této situaci zabránuje, se anglicky nazývá Antistick / Antifreeze. Při zjištění, že došlo k přilepení elektrody - tzn. zkratovému spojení, které poznáme podle velikosti proudu - dojde po určitém časovém zpoždění, většinou 1 až 3 sekundy, k přerušení proudu nebo jeho omezení na 10 až 20 % z maximálního svařovacího proudu, ne nastaveného. Při takto sníženém proudu se odtrhnutí přilepené elektrody provede snadněji. [2] [4]

Třetím velmi častým problémem je neudržení konstantní vzdálenosti mezi elektrodou a svařovaným materiálem, např. z důvodu pohybu ve směru vytváření svařovací housenky. Funkce Arc force mění výstupní svařovací proud podle potřeby, čímž stabilizuje elektrický oblouk a takto se docílí rovnoměrného vytvoření housenky, estetického tvaru a kvalitního svaru. [2] [4]

2 POPIS ČÁSTÍ BATERIOVÉ SVÁŘEČKY

Aktuální pokrok v oblasti objevování nových materiálů umožňuje vyvíjet akumulátorové stroje s využitím, které předtím nebylo možné. Použité akumulátory z materiálu LiFePO_4 mají energetickou kapacitu více než 2500 W/kg . S vysokým poměrem výkonu ku hmotnosti je důležitý tepelný návrh akumulátoru s ohledem na tepelnou kapacitu článku. Z důvodu prašnosti se nucené chlazení nedoporučuje a využívá se pasivní. U bateriového boxu složeného z většího počtu článků je samozřejmostí ochrana článků BMS obvodem. U výkonového DC/DC měniče je důležitá účinnost, která začíná být kritická u zařízení napájených bateriemi. [9]

2.1 Dimenzování akumulátoru

Pro dosažení průměrného napětí na oblouku 24 V , s kompenzací pokles napětí na akumulátoru během vybíjení a poklesu napětí na DC/DC snižujícím měniči, byla vybrána baterie s jmenovitým napětím 40 V . Články použité v baterii typu ANR26650M1B mají napětí $3,3 \text{ V}$, proto byl vybrán počet 12 článků v sérii. Velikost bateriového boxu je kompromisem mezi hmotností, cenou a maximální kapacitou, tzn. nepřetržitým svařováním bez dobíjení. Bylo vybráno zapojení 4 paralelních článků na každý článek v sérii, což znamená celkovou kapacitu 10 Ah a 396 Wh . Při napětí na oblouku 24 V a plném svařovacím proudu 120 A je výstupní výkon $2,9 \text{ kW}$. Kapacita baterie tedy postačuje přibližně na 8 minut svařování. Tento čas je dostačující, protože v praxi dochází k přestávkám ve svařování za účelem výměny elektrody, nebo kontroly svaru. Parametry akumulátorových článků jsou uvedeny v tab. 2.1. Obr. 2.1 zobrazuje hotový akumulátor s deskami BMS obvodů. [9]

Tab. 2.1: Parametry článků a celé baterie, převzato z [9]

	jeden článek	celá baterie
Jmenovité napětí	3,3 V	39,6 V
Napětí při plném nabití	3,6 V	43,2 V
Napětí při vybití	2,5 V	31,2 V
Jmenovitá kapacita	2,5 Ah	10 Ah
Maximální vybíjecí proud	70 A	280 A
Doporučený nabíjecí proud	2,5 A	10 A
Hmotnost	76 g	3,65 kg (pouze články)



Obr. 2.1: Fotografie hotové baterie s BMS obvody, převzato z [9].

2.1.1 Tepelný návrh baterie

Vzhledem k vysokému vybíjecímu proudu až $8C$, tj. 20 A jsou výkonové ztráty na sériových odporech článků relativně vysoké. Z tohoto důvodu byl proveden tepelný návrh bateriového boxu. Nejprve byl vypočten tepelný odpor jednoho článku vůči prostředí, kde byl uvažován přenos tepla pouze vedením, bez příspěvku přenosu tepla zářením, které by bylo zanedbatelné. Byla uvažována maximální teplota článků $60\text{ }^{\circ}\text{C}$. [9]

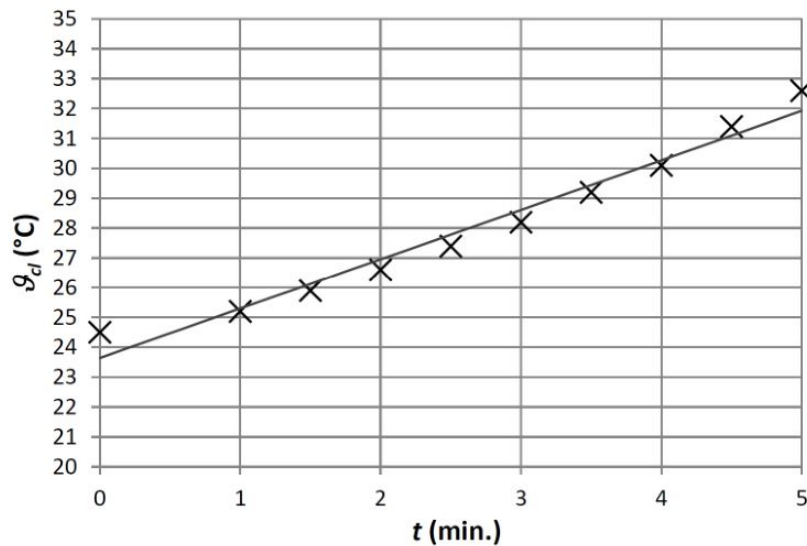
$$R_T = \frac{1}{\lambda_{air}} \cdot \frac{l_{ef}}{S_{sf}} = \frac{1}{0,0262} \cdot \frac{3,7 \cdot 10^{-3}}{53,1 \cdot 10^{-4}} = 26,6\text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \quad (2.1)$$

kde: λ_{air} je specifická tepelná vodivost vzduchu, l_{ef} je tzv. délka mezní vrstvy ve stojatém vzduchu a S_{sf} je povrch článku.

Tepelná kapacita jednoho článku byla změřena následujícím způsobem. Článek byl zatížen proudem 14 A v časovém intervalu $\Delta t = 5\text{ min}$, což představuje výkonovou ztrátu 2 W při specifikovaném vnitřním odporu $10\text{ m}\Omega$. Při vybíjení byl článek tepelně izolován od okolí, takže veškeré ztráty byly vloženy do tepelné kapacity. Proto byl i měrný růst teploty během vybíjení lineární obr.2.2. [9]

Celková ztráta tepelné energie W při vybíjení byla

$$W = \int_0^{t_{end}} p(t)dt = P \cdot \Delta t = 2 \cdot 300 = 600\text{ J} \quad (2.2)$$



Obr. 2.2: Narůst teploty během měření tepelné kapacity, převzato z [9].

Z této energie a nárůstu teploty byla vypočtena tepelná kapacita

$$C_T = \frac{W}{\Delta T} = \frac{600}{8,3} = 72,3 \text{ J} \cdot \text{K}^{-1} \quad (2.3)$$

Z tepelného odporu a kapacity lze během reálného provozu vypočítat zvýšení teploty podle následujícího vztahu

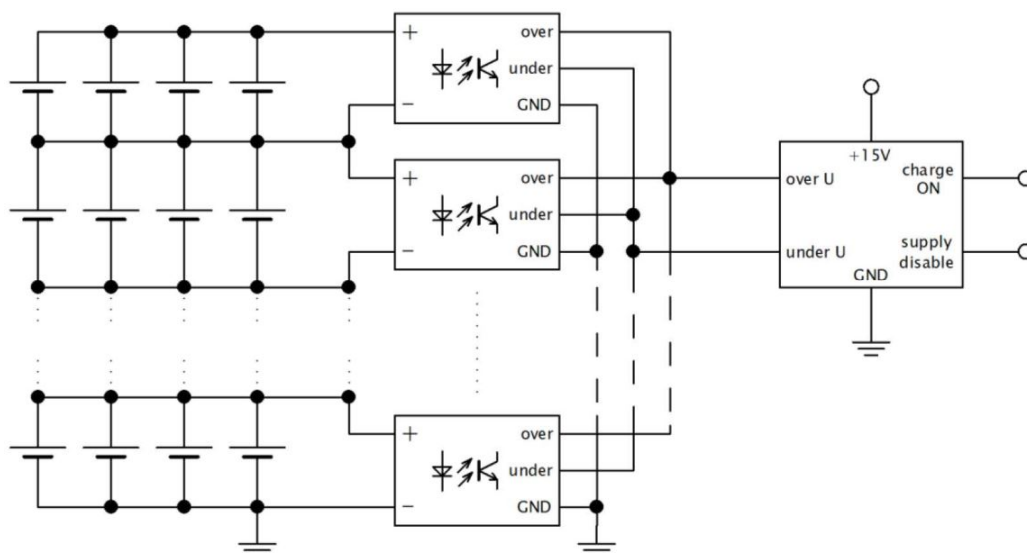
$$\Delta T = R_T R_i I^2 \left(1 - e^{-\frac{t_{op}}{R_T C_T}} \right) = 26,6 \cdot 0,01 \cdot 20^2 \left(1 - e^{-\frac{480}{26,6 \cdot 72,3}} \right) = 23,5 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (2.4)$$

To znamená, že pokud je teplota okolí nižší než $36,5 \text{ } ^\circ\text{C}$, teplota akumulátoru nepřesáhne $60 \text{ } ^\circ\text{C}$. Reálná situace bude optimističtější, protože svařování nikdy není kontinuální. To vnáší více času pro chlazení a navíc uvažovaný vnitřní odpor článku je nejvyšší možný stanovený výrobcem. [9]

2.1.2 Navržené obvody BMS

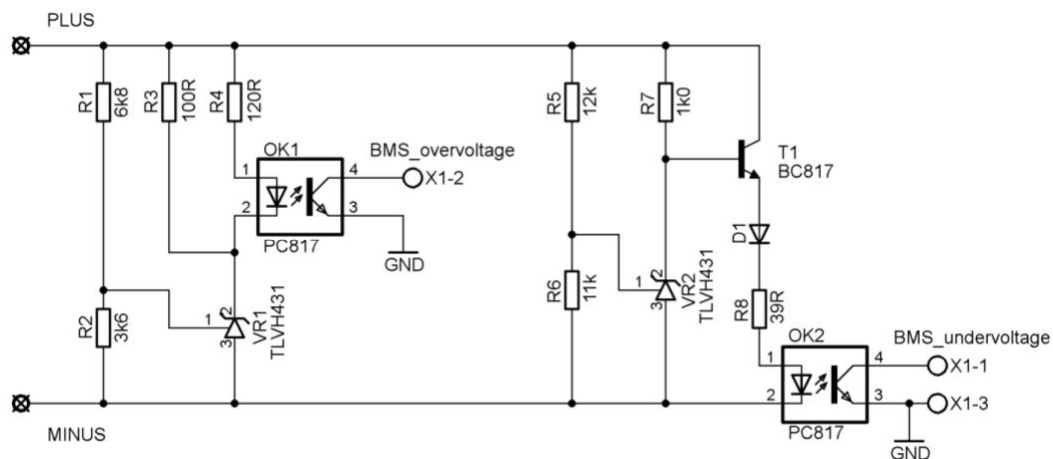
Články LiFePO4 jsou velmi citlivé na přebíjení a vybíjení, proto musí být napětí přesně sledováno a proces nabíjení a vybíjení musí být řízen v závislosti na napětí článku. Blokový diagram BMS, který je použit, je na obr. 2.3. [9]

Princip činnosti použitého BMS je následující: Pokud napětí jakéhokoli ze série článků dosáhne přednastavené maximální hodnoty během nabíjení, optočlen v odpovídajícím obvodu BMS odešle nabíječe informaci o snížení nabíjecího proudu. Přitom napětí článku je udržováno na maximální přípustné hodnotě, zatímco nabíjecí proud klesá. Pokud napětí kterékoli řady článků dosáhne při vybíjení předdefinované minimální hodnoty, DC / DC silová část svářečky je vypnuta. [9]



Obr. 2.3: Diagram BMS obvodu použitého ve svářečce, převzato z [9].

Optočleny poskytují galvanické oddělení signálů, protože napětí jednotlivých článků v sérii je na různém potenciálu. Podrobné schéma jednoho modulu s optočlenem viz obr. 2.4. Podrobné schéma centrálního modulu BMS na řídicí desce je ve schématu řídicí desky vpravo nahoře, příloha viz obr. A.1 [9]



Obr. 2.4: Schéma modulu s optočlenem, převzato z [9].

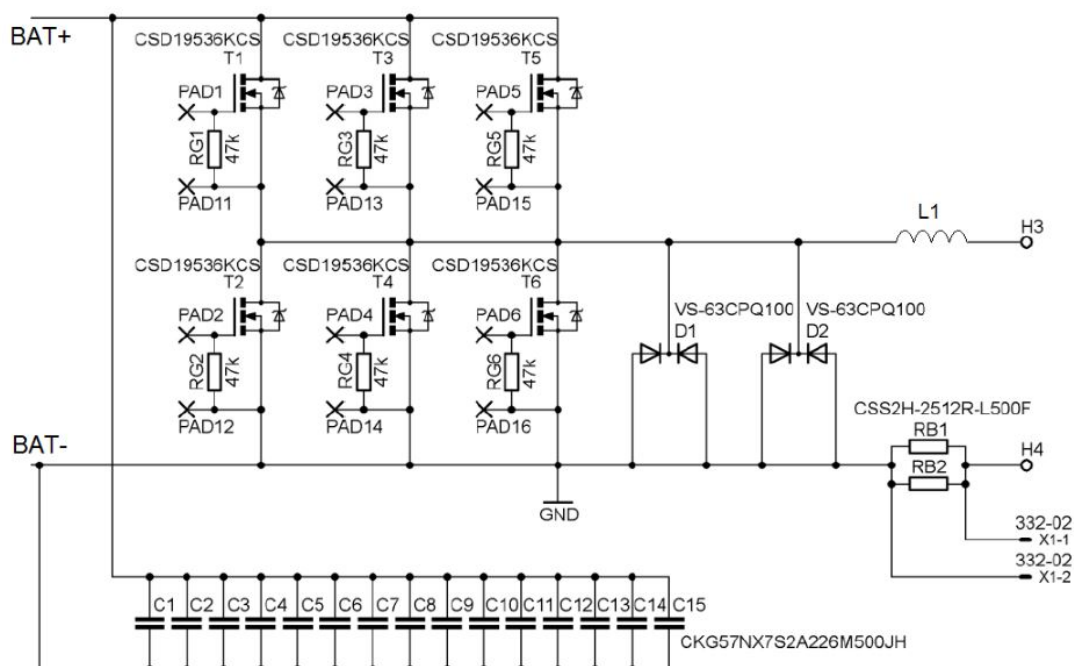
2.2 Návrh použitého DC / DC měniče

Měnič musí být schopen regulovat svařovací proud tak, aby odpovídal nastavené hodnotě v plném rozsahu výstupního napětí od 0 V, v čase zapálení oblouku až po

maximální napětí při nejdelším oblouku. Galvanické oddělení výstupu není nutné, z důvodu použití baterie jako plovoucího zdroje vzhledem k zemnímu potenciálu. Nejjednodušší a neefektivnější typ měniče, který splňuje tyto požadavky, je snižující měnič. [9]

Pro zvýšení účinnosti je měnič provozován v synchronním režimu, kde je paralelně s nulovou diodou zapojen tranzistor. Tento způsob se používá u akumulátorových nízkonapěťových vysokoproudých aplikací. V meziobvodu baterie jsou z důvodu snížení hmotnosti a zvýšení spolehlivosti použity keramické kondenzátory místo elektrolytických. Výstupní induktor byl zkonstruován na feritovém jádře. [9]

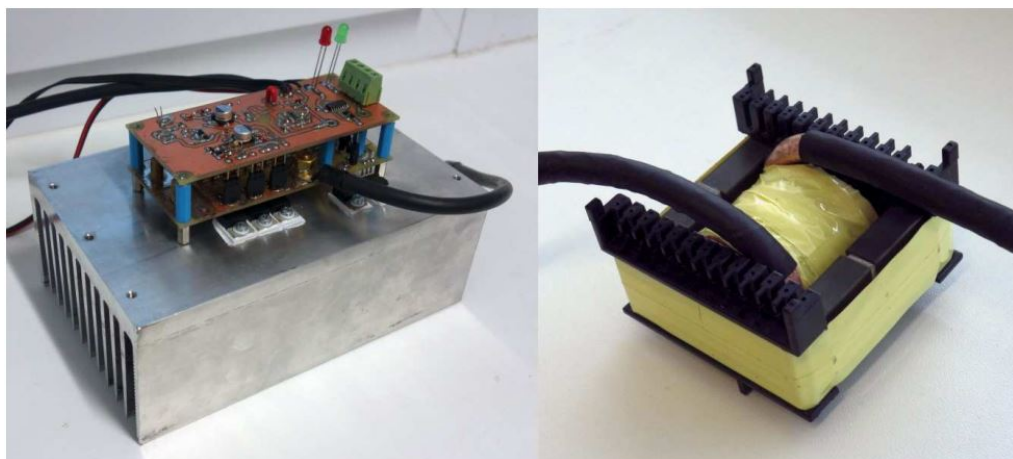
Schéma silové části synchronního snižujícího měniče je na obrázku 2.5. Obrázek 2.6 zobrazuje fotografii hotového měniče a výstupního induktoru.



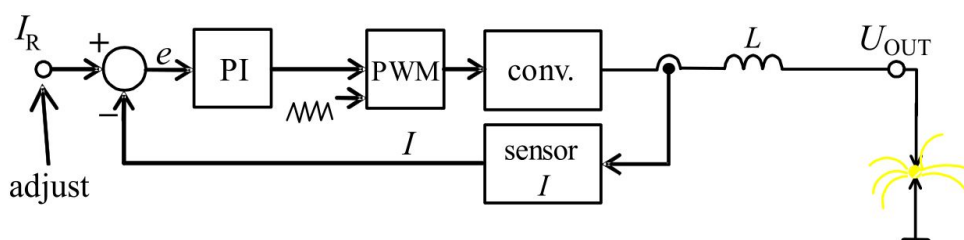
Obr. 2.5: Schéma synchronního snižujícího měniče s bočníkem, převzato z [9].

2.3 Topologie řídicích obvodů

Pro obloukovou svářečku postačuje proudová regulační smyčka. Během svařování napětí závisí na skutečné délce oblouku, zatímco proud je udržován konstantní, takže oblouk bude hladce hořet. Změnou délky oblouku se změní napětí a tím i výkon v možném rozsahu svařovacího zdroje. Proudová regulační smyčka je na obr. 2.7. [9]

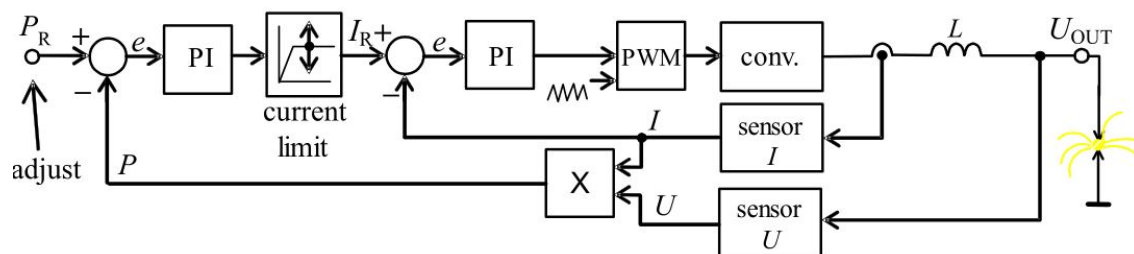


Obr. 2.6: Fotografie měniče a výstupního induktoru, převzato z [9].



Obr. 2.7: Regulační smyčka proudu, převzato z [9].

Pro svařování tenkých materiálů je výhodnější použít regulační smyčku na konstantní výkon. Když se délka oblouku mění, výkon se udržuje konstantní a tím se předchází lepení elektrody je s materiálem. Také je zabráněno propalování materiálu při zvětšení vzdálenosti oblouku. Regulace výkonu je kaskádní. Z důvodů stability musí být použita vnější smyčka výkonu a vnitřní smyčka pro regulaci proudu, viz obrázek 2.8. [9]



Obr. 2.8: Regulační smyčka proudu, převzato z [9].

3 OPRAVA SVAŘOVACÍHO ZDROJE

Informace z úvodu na straně 11 popisují stav svářecího zdroje, ze kterého začala jeho oprava. Veškerá dokumentace a fyzicky vyrobený zdroj byl přebrán po předchozím studentovi, který tento projekt realizoval také jako diplomovou práci.

V této kapitole jsou popsány opravy starých silových částí a návrhy nových částí řídicí elektroniky. Před zahájením práce byl stanoven přehled postupu ke znovu zprovoznění svářecího zdroje. Protože při testování nejednou došlo k destrukci ve výkonové i řídicí části, byly sepsány opravy, které lze opětovně použít s vynecháním úloh začínajících slovy "návrh...". Přehled stanovených úloh je popsán v následujících odrážkách.

1. Výkonová deska:

- výměna nefunkčních výkonových součástek
- otestování lineárních stabilizátorů napětí

2. Řídicí deska:

- návrh schématu
 - zachování předešlého zapojení BMS obvodu, zesilovacích obvodů pro měření proudu a hodnoty výkonů s PI regulátorem, a obvodu žádané hodnoty
 - úprava zapojení okolo obvodu PWM modulátoru
 - vytvoření nových ochranných dob pomocí obvodu 74HC14
 - použití opticky oddělených budičů tranzistorů
- návrh, výroba a osazení DPS
- nastavení a testování jednotlivých částí obvodu
 - dostavení zesílení signálu z bočníku a nastavení rozsahu žádané hodnoty proudu
 - nastavení PWM modulátoru ochranných dob

3. Svařovací zdroj:

- testování BMS logika
- oživování budičů
- oživování kompletního měniče z laboratorního zdroje
- ladění proudové a výkonové regulační smyčky
 - ladění parametru PI regulátoru výkonu

3.1 Oprava silového obvodu

Při destrukci některého z výkonových prvků, diody nebo tranzistoru, musí dojít k jejich výměně a proměření všech zbylých, nebo k výměně všech tranzistoru a diod za

nové. Při této opravě je důležité hledat důvody, proč došlo k destrukci ve výkonové části.

Hlavní příčinou zničení tranzistorů, je zapnutí horního a dolního tranzistoru v jednom okamžiku, což vede ke zkratovému proudu meziobvodem baterie, uzavřeném právě přes dva v sérii otevřené tranzistory. Důvodem tohoto jevu v našem měniči můžou být pravděpodobně špatně nastavené nebo špatně fungující obvody ochranné doby. Hluběji tento problém vychází z nekorektních budících signálu pro hradla tranzistoru, což ukazuje na zdroj problémů v řídicí desce. Ale na desce s osazenými výkonovými prvky to má za následek destrukci zpravila jednoho z trojice paralelně zapojených horních tranzistorů.

V kapitole 4.3 s názvem Dimenzování výkonových součástek v diplomové práci [5], ze které vycházíme, je odůvodněné použití plné větve z důvodu velké výkonové ztráty nulovou diodou v propustném směru. V podkapitolách zmíněné kapitoly jsou také uvedeny důvody použití paralelně zapojených tranzistorů a diod. [5]

S častými problémy v synchronně spínaném dolním tranzistoru, který napomáhá rychlé diodě vést proud, byla také diskutována možnost úplného vynechání dolního tranzistoru. Toto řešení by vedlo ke zvýšení ztrát vedením diody, ale zjednodušilo by topologii spínaného zdroje a snížilo pravděpodobnost případného selhání. Dále bylo rozhodnuto, že výkonová deska se nebude měnit ani znovu vyrábět, tzn. zapojení výkonové desky zůstává původní a dojde pouze k prověření funkčnosti výkonových prvků.

Při testování tranzistorů nebo diod je důležité si uvědomit, že jsou tři tranzistory a dvě diody zapojené paralelně. Při měření je třeba odpájet je, protože průraz jednoho prvku, by detekoval zkrat na všech.

U měření diod multimetrem nastaveném na testování diod by měly být naměřené hodnoty prahového napětí přibližně $0,39\text{ V}$ a pro jistotu je vhodné ještě připojit diody po jedné na laboratorní zdroj, kde se ověří, že nimi prochází proud pouze v propustném směru a v uzavřeném ne. Testovací napětí volíme kolem 20 V . Nulové diody, ve většině případů destrukce výkonové desky, nejsou poškozeny a zůstávají nadále funkční.

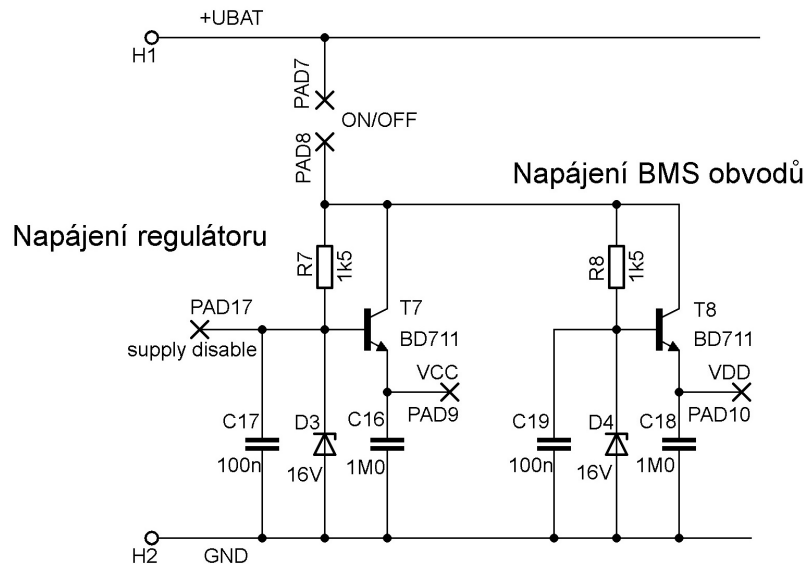
Testování výkonových tranzistorů typu MOS-FET může také probíhat za pomoci multimetru nastaveného na měření odporu. Při destrukci ve výkonové desce často bude zjištěn zkrat mezi vývodem D a S, u dolní nebo u horní trojice tranzistorů. Na tranzistorech je potřeba proměřit hradlo, vývod G, oproti ostatním zbylým vývodům. Naměřené odpory by se měly pohybovat okolo $680\text{ k}\Omega$.

Ztráty na tranzistorech zůstávají stejné, za podmínky, že nedošlo k změně typu tranzistorů, jejich zapojení (tři paralelně) ani změně navržených parametrů zdroje, tzn. frekvence $f_{PWM} = 100\text{ kHz}$, maximální svařovací proud $I_n = 120\text{ A}$ a napětí baterie $U_{bat} = 40\text{ V}$). Potom jsou ztráty na tranzistorech - výsledky vztahů 4.16-b

$P_{ved,tr} = 16,8 \text{ W}$ a $4.19 P_{pr} = 7,8 \text{ W}$ - nadále platné. Pokud se ochranné doby nemění $t_d = 450 \text{ ns}$, budou ztráty nulovou diodou stejné, jak je vypočteno ve vztahu 4.20 z diplomové práce, $P_{ved,D0} = 8,32 \text{ W}$. [5]

3.2 Kontrola pomocného napájecího zdroje

Lineární sériové stabilizátory napětí jsou osazeny na stejném plošném spoji jako výkonové tranzistory a diody, proto je v případě destrukce jednoho z výkonových prvků vhodné tyto zdroje prověřit. Velikost stabilizovaného napětí by měla být přibližně $15,6 \text{ V}$, což vyplývá ze vztahu (4.31) kapitola 4.6 Napájení obvodů řídicí elektroniky a obvodů BMS [5]. Pokud je výstupní napětí obou stabilizátorů na prázdko konstantní, přibližně 16 V , je možné vstupní napětí zvýšit na maximální napětí akumulátorů 43 V a stabilizátory následně zatížit proudy 50 a 300 mA , jak je popsáno v kapitole 4.6 [5]. Napětí při této zátěži klesla přibližně na hodnotu $15,3 \text{ V}$.



Obr. 3.1: Stabilizátory napájecích napětí, upraveno z [5].

Na levém zdroji obr. 3.1, je potřeba odzkoušet jeho vypnutí a to připojením země *GND* na svorku *PAD17 – supply disable*, tzn. báze tranzistoru T7 uzemnit. Po tomto spojení dojde k okamžitému poklesu stabilizovaného napětí na svorce *PAD9 – VCC*, kterým se napájí celá regulační část na řídicí desce. Pravý zdroj není možné vypnout obdobným způsobem jako levý. Tento zdroj je využíván pro napájení BMS obvodu na řídicí desce.

3.3 Návrh řídicích obvodů

Z důvodů velkého množství změn v součástkách a jejich zapojení oproti původní řídicí desce bylo nutno zrevidovat aktuální schéma a promítnout do něho aktuální změny. Hlavním důvodem bylo použití jiných součástek. Části zapojení, u kterých nedošlo k změně byly přebrány z původní diplomové práce, jak je to popsáno dále.

3.3.1 Obvody BMS a zesílení signálu z bočníku

Schéma ochrany baterie BMS zůstalo stejné a je popsáno v podkapitole 4.2.2 Návrh centrálního obvodu [5]. Takto zůstaly zachovány funkce ochrany a to výstup logické nuly pro nabíječku v případě plného nabití bateriového boxu a současně odpojení regulačních obvodů svářečky od napájení v případě nízkého napětí na článcích baterie. Tento stav je také signalizován rozsvícenou LED na čelním panelu. Obvod centrálního BMS je napájen z pravého zdroje obr. 3.1 svorka *PAD10*. Schéma centrálního BMS se nachází v původní diplomové práci [5] obr. 4.6, a také v přílohách na straně 73, kde je zobrazená celková schéma řídicí desky, obr. A.1.

Stejně tak je zachováno původní schéma zesilovacích obvodů ze snímače proudu – bočníku. Neměnila se hodnota odporu bočníku $R_b = 0,25\text{ m}\Omega$ ani zesílení zpětné vazby. Bočník se nachází na výkonové desce a zesilovací obvod na řídicí desce. Mezi deskami je propojení signálů realizované kroucenou dvoulinkou z důvodu minimalizace rušení. Zesílení jednotlivých stupňů zesilovače je následující, první $K_{ub1} = 10$ a druhý $K_{ub2} = 7,69$. Stejně tak zůstala zachována maximální hodnota výstupu zesilovačů 2,3 V při protékajícím proudu 120 A, vztahy (4.39) až (4.46) z původní diplomové práce [5]. Napájecí napětí OZ je 16 V z levého stabilizátoru obr. 3.1 na straně 24, stejně jako v původním zapojení. Schéma zesilovače napětí bočníku se nachází v původní diplomové práci [5] obr. 4.14 vlevo dole, a také v příloze celkového schématu obr. A.1.

3.3.2 Obvod měření a regulace výkonu

Zapojení zdroje referenčního napětí, ze kterého se zadává požadovaná hodnota proudu nebo výkonu zůstalo stejné s napájením 16 V ze zdroje pro regulaci. Obvod měření a regulace výkonu zůstal také zachován, byly vynechány diody D7 a zenerova dioda D8 v zpětné vazbě PI regulátoru. Dále byla změněna hodnota napájecího napětí operačního zesilovače IC2 z 16 V levý zdroj obr. 3.1, na $V_{CC} = 5\text{ V}$. Napětí je nyní přivedeno z osmého pinu z integrovaného obvodu IC5 V_{ref} , což ukazuje obr. 3.3 na straně 27 zapojení UC3843, a obr. 3.2 na straně 26 ukazuje zapojení obvodu IC2.

Jak už je uvedeno v podkapitole 4.7.3 (Návrh měření a regulace výkonu), v původní diplomové práci [5], parametry PI regulátoru není možné určit matematickou

analýzou prostým způsobem. Proto parametry PI regulátoru zpočátku budou voleny následovně. Proporcionální zesílení bude rovno jedné kvůli rychlosti přeběhu a hodnota integrační složky relativně velká, rovná dvaceti, kvůli přesnosti. Následující vztahy 3.1 a 3.2 popisují určení hodnot součástek použitých v PI regulátoru konstantního výkonu podle požadované proporcionální $K_P = 1$ a integrační $K_I = 20$ složky. Hodnota odporu R22 47 k byla zvolena.

$$R_{23} = K_P \cdot R_{22} = 1 \cdot 47 \text{ k} = 47 \text{ k} \quad (3.1)$$

$$C_{25} = \frac{K_P}{R_{22} \cdot K_I} = \frac{1}{47 \text{ k} \cdot 20} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 1 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.2)$$

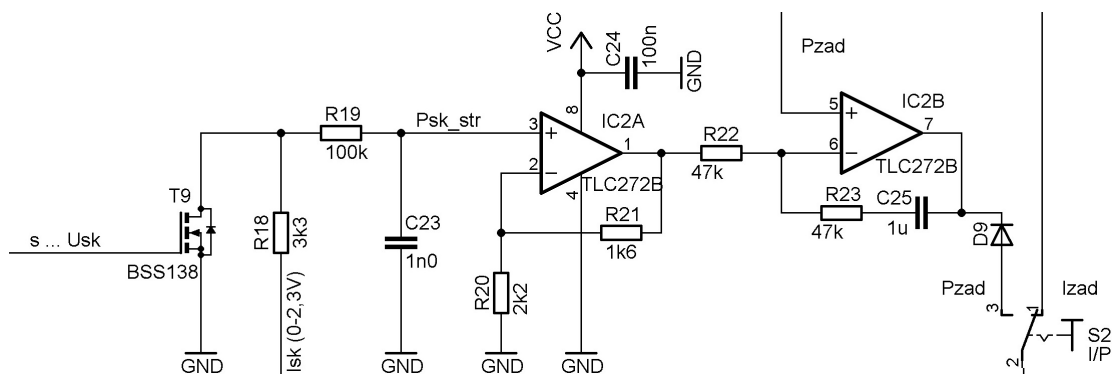
Přitom časová konstanta regulátoru je 47 ms, vztah 3.3 a časová konstanta integračního členu je 47 ms, vztah (3.4).

$$\tau_R = R_{23} \cdot C_{25} = 47 \text{ k} \cdot 1 \text{ } \mu\text{F} = 47 \text{ ms} \quad (3.3)$$

$$\tau_I = \frac{\tau_R}{K_P} = \frac{47 \text{ ms}}{1} = 47 \text{ ms} \quad (3.4)$$

Vypočtené hodnoty prvků R22, R23 a C25 se ještě budou měnit při testování zdroje. Při změně K_I a K_P složek je potřeba brát v úvahu jejich vzájemnou závislost z důvodu použití zapojení s jediným OZ. Časová konstanta s dolní propustí R19 s C23 je $\tau_{filt,3} = 100 \text{ } \mu\text{s}$ [5] a vyhlazuje střední hodnotu využívanou k regulaci výkonu popsanou vztahem 3.5. Schéma měření a regulace výkonu je na obr. 3.2 s doplněnými vypočtenými hodnotami součástek.

$$U \cdot s \sim I_{skutecne} \cdot U_{skutecne} = P_{skutecne} \quad (3.5)$$



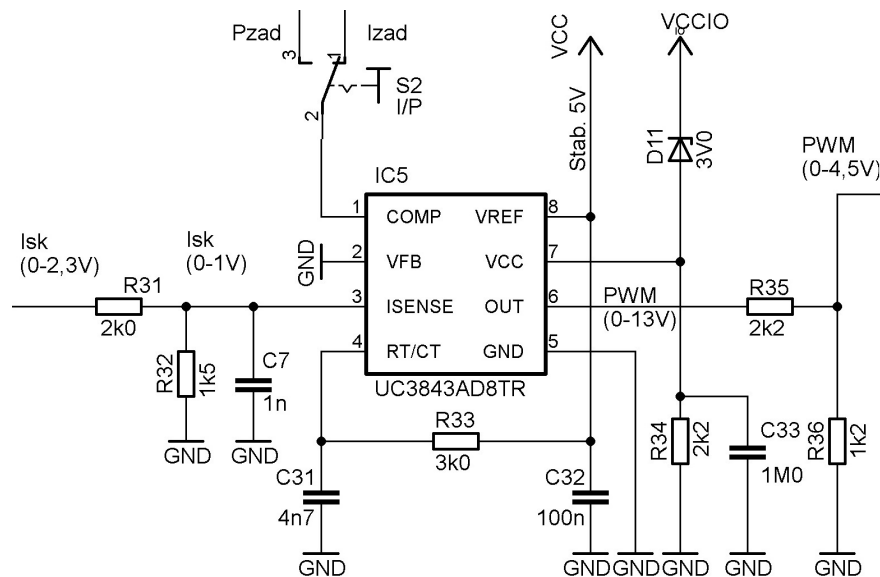
Obr. 3.2: Měření a regulace výkonu, upraveno z [5].

3.3.3 Zapojení řídicího obvodu UC3843

Z důvodu zjednodušení zapojení, zmenšení počtu součástek a snížení předpokládaných zdrojů problémů byly v okolí obvodu UC3843 vynechány následující části. Na pinu číslo 2, nadproudová ochrana IC5, byl vypuštěn špičkový detektor tvořený součástkami D10, C30 a R30 a pin 2 byl připojen na zem, obr. 3.3.

Zesílený signál měřeného proudu zůstal připojen přes napěťový dělič R31 a R32 na pin 3, snímání proudu řídicího obvodu IC5. Hodnoty součástek děliče jsou vypočteny ze vztahu (4.48) v původní diplomové práci [5] a tak ponechány, protože vstup řídicího obvodu pracuje v rozsahu 0 až 1 V. Za dělič se co nejbližší k integrovanému obvodu ještě připojí blokovací kondenzátor C7, zobrazuje obr. 3.3.

Protože obvody IC9 a IC2 musí být napájeny napětím 5 V, je k tomuto účelu využit interní stabilizátor obvodu IC5 z vývodu 8. Zvýšená ochrana podpětí řídicího obvodu z 8,5 V na přibližně 12 V je tvořena součástkami D11, C33 a R34 zůstává beze změny. Stejně zůstalo i nastavení maximální střídy a frekvence PWM řídicího obvodu, jak je popsáno v podkapitole 4.7.2 Nastavení řídicího obvodu. [5] [6]



Obr. 3.3: Zapojení řídicího obvodu UC3843, upraveno z [5].

Dále byla provedena záměna součástek mezi řídicím PWM modulátorem a prvním hradlem obvodu ochranných dob. Protože k vytvoření ochranných dob se použije TTL logika pracující se vstupy v rozsahu 0 až 5 V, budou vynechány původní součástky R36, T10, R35 a mezi řídicím a TTL obvodem bude zapojen napěťový dělič, tvořený rezistory R35 a R36. Napětí 0 až 13 V na výstupním pinu 6 (OUT) řídicího obvodu bude rezistory zmenšeno na 0 až 4,5 V. Hodnota rezistoru R35 je zvolena na 2k2 a rezistor R36 je vypočten podle následujícího vztahu 3.6.

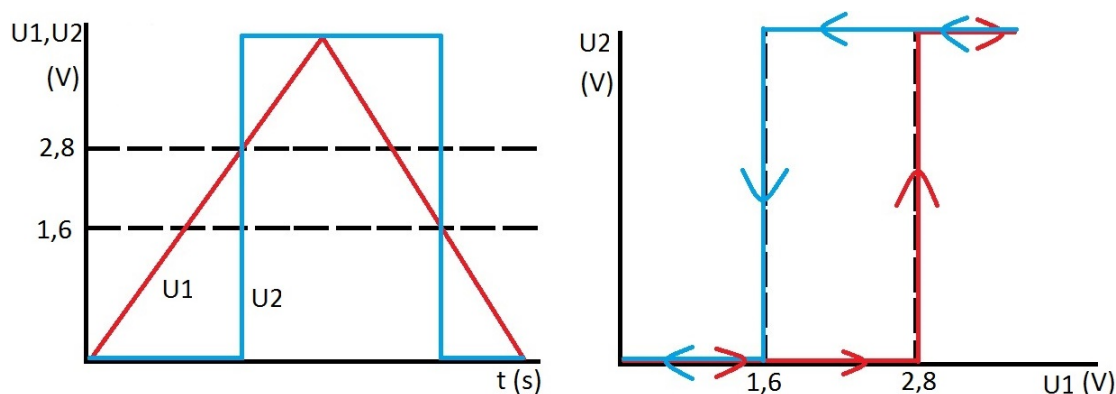
$$R_{36} = \frac{U_2 \cdot R_{35}}{U_1 - U_2} = \frac{4,5 \text{ V} \cdot 2k2}{13 \text{ V} - 4,5 \text{ V}} = 1320\Omega \doteq 1k2 \quad (3.6)$$

Při použité TTL logice je minimální hodnota napětí logické 1 při napájení 5 V dána s jistotou od vstupního napětí 3,8 V a vyššího. Pro jistotu byla zvolena hodnota za napěťovým děličem s rezervou, tedy $U_{R36} = U_2 = 4,5 \text{ V}$, přitom na vstupu děliče bude maximální napětí přibližně $U_1 = 13 \text{ V}$. [7]

3.3.4 Zapojení obvodu ochranných dob

Ochranné doby přepínajících tranzistorů jsou realizovány pomocí RCD členu a integrovaného obvodu TTL. Výběr obvodu musí splňovat možnost velkého zatížení navazujícím budičem tranzistoru a zároveň musí být hradlo invertující. Byl vybrán obvod 74AC14 s maximálním výstupním proudem $I_o = 50 \text{ mA}$. Integrovaný obvod obsahuje šest invertorů se Schmittovým klopným obvodem. Ve skutečnosti budou zapotřebí jen čtyři invertory a zbylé dva budou mít připojeno vstupní hradlo na signálovou zem GND , z důvodu potlačení rušení do zbylých hradel. [7]

Prahová hodnota překlpení výstupu nebude jediná, ale budou dvě, což vyplývá z principu fungování Schmittových klopných obvodů. V katalogovém listu obvodu 74AC14 se nepodařilo nalézt překlápěcí úrovně, proto byly naměřeny pomocí osciloskopu a pilovitého signálu přivedeného na vstup hradla. Tyto hodnoty jsou $U_{1h} = 2,8 \text{ V}$ a $U_{1d} = 1,6 \text{ V}$, a pro lepší názornost je uveden následující průběh, obr. 3.4, který zobrazuje úrovně překlpení hradla s vykreslenými hodnotami napětí.



Obr. 3.4: Změřené úrovně překlpení TTL.

Po zjištění hodnot úrovní překlpení lze podle vztahu (4.53) a (4.54) z původní diplomové práce [5] vypočítat časovou konstantu nabíjecího se kondenzátoru C38 přes rezistor R43. Zpoždění generované nabíjením kondenzátorů je aplikováno jen na dolní tranzistory, čímž je zabezpečeno jejich opožděné zapnutí. Hodnota kapacity

kondenzátoru je zvolena $C_{38} = 220 \text{ pF}$ a hodnota rezistoru R43 se podle vztahu 3.8 zaokrouhli z řady E24 na $R_{43} = 2k5$.

$$\tau_d = \frac{t_d}{\ln\left(\frac{U_{cc}}{U_{cc}-U_{1h}}\right)} = \frac{450 \text{ ns}}{\ln\left(\frac{5 \text{ V}}{5 \text{ V}-2,8 \text{ V}}\right)} = 550 \text{ ns} \quad (3.7)$$

$$R_{43} = \frac{\tau_d}{C_{38}} = \frac{550 \text{ ns}}{220 \text{ pF}} = 2490 \Omega \doteq 2k5 \quad (3.8)$$

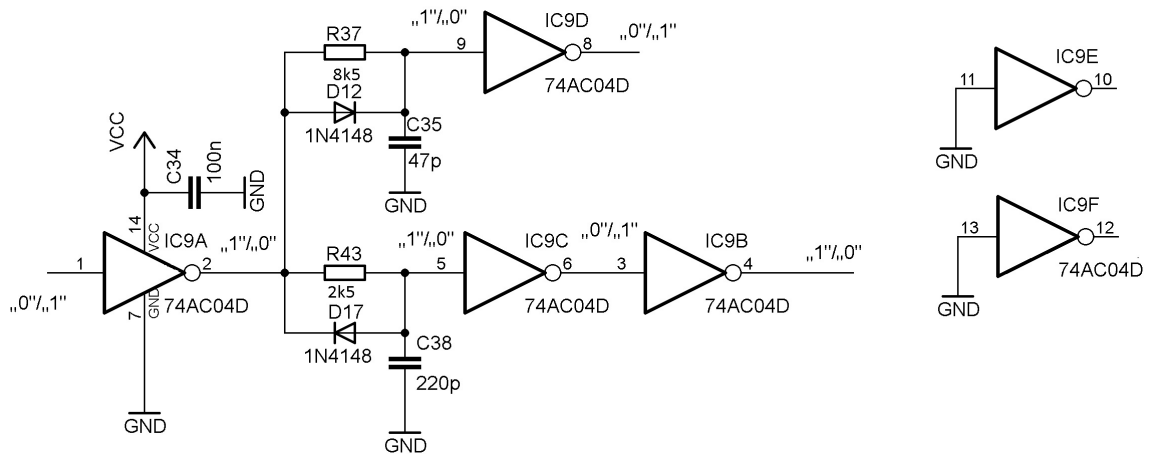
Ochranná doba zapnutí horních tranzistorů však musí být počítána z vybíjejícího se kondenzátoru C35 přes rezistor R37, tedy exponenciálně klesající, nikoliv stoupající závislosti, kterou popisuje vztah 3.9.

$$u_{C35} = U_{cc} \cdot e^{\frac{-t_d}{\tau_d}} \quad (3.9)$$

Po úpravě a dosazení vypočítáme hodnotu časové konstanty R37 a C35 ze vztahu 3.9, při zvolené hodnotě kondenzátoru $C_{35} = 47 \text{ pF}$ je vypočtená hodnota odporu rezistoru z řady E24 $R_{37} = 8k5$ podle vztahu 3.11.

$$\tau_d = \frac{-t_d}{\ln\left(\frac{U_{C35}}{U_{cc}}\right)} = \frac{-450 \text{ ns}}{\ln\left(\frac{1,6 \text{ V}}{5 \text{ V}}\right)} = 400 \text{ ns} \quad (3.10)$$

$$R_{37} = \frac{\tau_d}{C_{35}} = \frac{400 \text{ ns}}{47 \text{ p}} = 8510 \Omega \quad (3.11)$$



Obr. 3.5: Zapojení invertorů pro zpožděné zapínání tranzistoru.

Předešlé schéma na obr. 3.5 popisuje celkovou posloupnost invertorů s doplněnými logickými úrovněmi na jejich vstupech a výstupech. Je důležité zachovat tuto posloupnost, totiž aby se logická 1 na výstupu obvodu IC5, (tzn. na vstupu do

prvního hradla obvodu IC9 zleva) přenesla až na vstup budičů a otevírala horní tranzistory. Zároveň je nutné, aby opačně logická 0 otevírala dolní tranzistory. Napájení hradel je řešeno interním stabilizátorem řídicího obvodu UC3843. Při praktickém zapojení je nutné změřit nastavené časy ochranných dob a případné rozdíly upravovat experimentálně. Tyto rozdíly vznikají závislostmi, které nebereme v úvahu, jako topologie osazeného plošného spoje, vstupní kapacity hradel a podobně. Korekce by však měla být minimální.

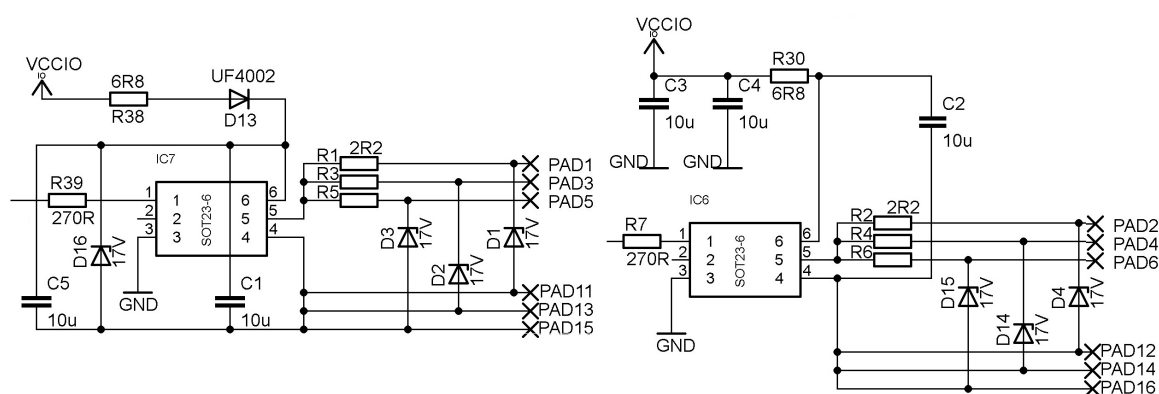
3.3.5 Zapojení budičů tranzistorů

S budiči používanými v předchozí verzi svařovacího zdroje byly značné potíže, proto bylo vedoucím práce navrženo použití novějších opticky oddělených budičů typu ACPL-W341.

Na vstupní LED podle katalogového listu výrobce vzniká úbytek 1,57 V při doručném proudu diodou 12 mA. Vstupní dioda optočlenů je buzena výstupem hradla IC9 napájeného napětím 5 V. Do série s diodou proto musí být umístěn předřadný rezistor, jehož hodnota je vypočtena podle vztahu 3.12 a z řady E12 je vybrána hodnota 270 Ω. [8]

$$R7 = R39 = \frac{U_{CC} - U_{Fled}}{I_{Fled}} = \frac{5 V - 1,57 V}{12 mA} = 285 \Omega \quad (3.12)$$

Napájení výstupní strany budičů je přivedeno ze zdroje pro regulační obvody s napětím 16 V. Budič pro horní tranzistory je napájen z nábojové pumpy, která sestává z rezistoru R38 s malou hodnotou kolem 10 Ω, diodou D13, která musí být rychlá, a keramických kondenzátorů C1 a C5 s hodnotou 10 μF, jak je zobrazeno na následujícím obr. 3.6 vlevo.



Obr. 3.6: Zapojení optobudičů horní vlevo, dolní vpravo.

Z důvodu potlačení rušení na řídicí desce bylo u dolního budiče zrušeno propojení emitorových vývodů spodních výkonových tranzistorů s centrální zemí *GND* na řídicí desce. S výkonovou zemí jsou tranzistory spojeny na výkonové desce a do řídicí desky jsou vedeny emitory izolovaně. Pro stabilitu napájecího napětí je použita vyšší hodnota kapacity $3 \times 10 \mu F$, realizovaná součástkami C2, C3, C4 a R30 s hodnotou kolem 10Ω . Schéma budiče se součástkami je na předešlém obr. 3.6, vpravo. Hodnoty odporu a kapacit se při testování zapojení ještě mohou měnit v závislosti na zvlnění napájecího napětí budičů.

Zenerovy diody D1 až D4 a D14 až D16 jsou použity kvůli ochraně hradel tranzistorů ale i ochrany napájení horního budiče. Vybíjecí rezistory mezi hradlem a emitorem jsou umístěny na výkonové desce v blízkosti tranzistorů. Hradla tranzistorů jsou buzena přes rezistory R1 až R6. Jejich hodnota může být při testování zapojení budičů zvýšena, a to v závislosti na jejich zatížení.

3.4 Návrh a výroba DPS řídicích obvodů

Po sestavení a kontrole schématu došlo na návrh plošného spoje. Obrys desky a poloha konektorů procházejících do spodní výkonové desky musela zůstat zachována. Rozmístování součástek a cest mezi nimi bylo navrženo nanovo, z důvodu jejich zkrácení a umístění většiny součástek na jednu vrstvu DPS. Tato opatření mají zvýšit důležitou odolnost vůči rušení, protože výkonová deska se nachází v těsné blízkosti. Spodní vrstva desky bude proto celá pokryta mědí a připojena na zem. Rozmístění součástek bylo voleno v závislosti na jejich vzájemném propojení tak, aby citlivé signálové spoje nevedly napříč celou deskou, což by mohlo způsobovat velké problémy s rušením.

Navržená a odsouhlasená deska byla vyrobena ve školní dílně fotocestou, s předlohou tištěnou na průhledné plastové fólii. Plošný spoj s naneseným fotorezistem byl osvětlen a následně ponořen do vývojky. Leptání probíhalo v zahřátém roztoku chloridu železitého. Na vyleptaný plošný spoj byla nanesena vrstva pájitelného ochranného laku a po jejím zatvrdnutí začala etapa pájení. Podle doporučení vedoucího práce byly zapájeny všechny pasivní prvky a diody. Pak následovalo postupné pájení integrovaných obvodů a jejich testování. Navržená deska s osazovacím plánem se nachází v přílohách obr. A.2 a A.3 strana 74.

3.5 Oživování řídicí desky

Napájení řídicí desky ve spojení s její spodní částí, výkonovou deskou, je řešeno lineárními stabilizátory, podkapitola 3.2 na straně 24.

Při oživování řídicí desky bez připojené výkonové desky, je potřebné připojit napájení, maximálně 16 V, na piny *PAD9 – VCC* a *PAD10 – VDD* přímo na řídicí desce. To zobrazuje schéma v příloze obr. A.1, vlevo nahoře.

Bez připojené výkonové desky je možné změřit na řídicí desce pouze stejnosměrné zesílení proudové zpětné vazby a funkčnost PWM modulátoru s nastavenými ochrannými dobami a referenční napětí.

3.5.1 Nastavení zesílení OZ

Stejnoseměrné zesílení proudové vazby bylo měřeno za pomoci laboratorního zdroje s dvěma rezistory v sérii. Pro vytvoření velmi malého napětí, maximálně 30 mV, které by simulovalo úbytek napětí na bočnicku od procházejících 120 A svařovacího proudu byl použit předřadný rezistor 100 kΩ v sérii se 100 Ω rezistorem simulujícím bočník. Napětí zdroje bylo nastavováno v rozsahu 0 až 30 V. Úbytek na menším rezistoru 100 R byl zesilován zesilovacím obvodem napětí na bočnicku.

Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulce 3.1, která je porovnává s vypočteným zesílením. Pokud si změřené a vypočtené zesílení budou přibližně odpovídat, hodnoty zesílení nebude třeba dále upravovat.

Tab. 3.1: Vypočtené a změřené zesílení OZ

Název OZ	Vstup	Výstupu	Změřené zesílení	Vypočtené zesílení
IC3	20 mV	200,1 mV	10 x	10 x
IC4	200,1 mV	1,53 V	7,65 x	7,69 x
IC2A	1,360 V	2,380 V	1,75 x	1,74 x

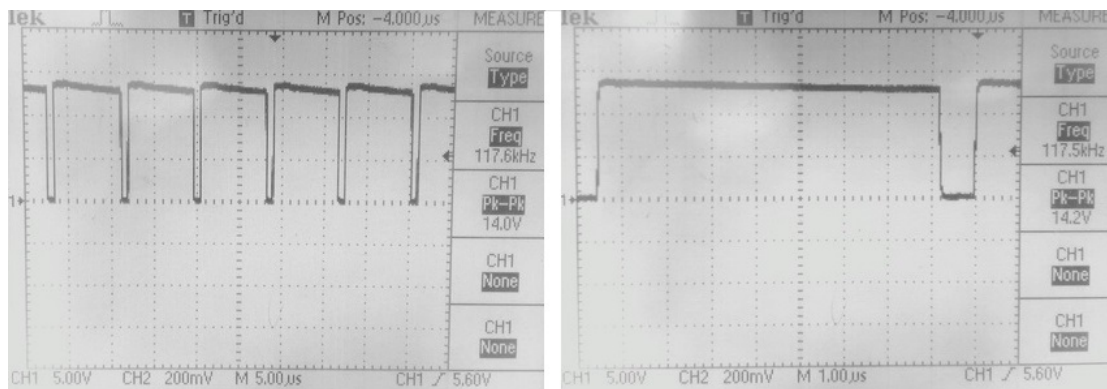
Stejným způsobem byl změřen i zesilující OZ IC2A, který upravuje střední hodnotu napětového signálu odpovídajícímu výkonu z rozsahu 0 až 2,3 V na rozsah 0 až 4 V, viz. obr. 3.2. Tento signál je potřebný pro komparaci změřené a žádané hodnoty výkonu v obvodu IC2B, což též srovnává tabulka 3.1. Napětová reference byla proměřena multimetrem. Hodnota napětí musí být rovna 4 V.

3.5.2 Nastavení PWM modulátoru a ochranných dob

PWM modulátor, obvod UC3843, pracuje se spínací frekvencí 117,5 kHz. Rozdíl oproti vypočítaným 100 kHz nastal z důvodu tolerance součástek. Tento rozdíl bylo

rozhodnuto dále neupravovat na vypočítanou spínací frekvenci 100 kHz .

Následující obrázek 3.7 zobrazuje osciloskopem změřený výstupní signál PWM obvodu UC3843 z *pinu* 6 – *OUT* naprázdno, tzn. bez zapojeného rezistoru R35, viz. obr. 3.3.

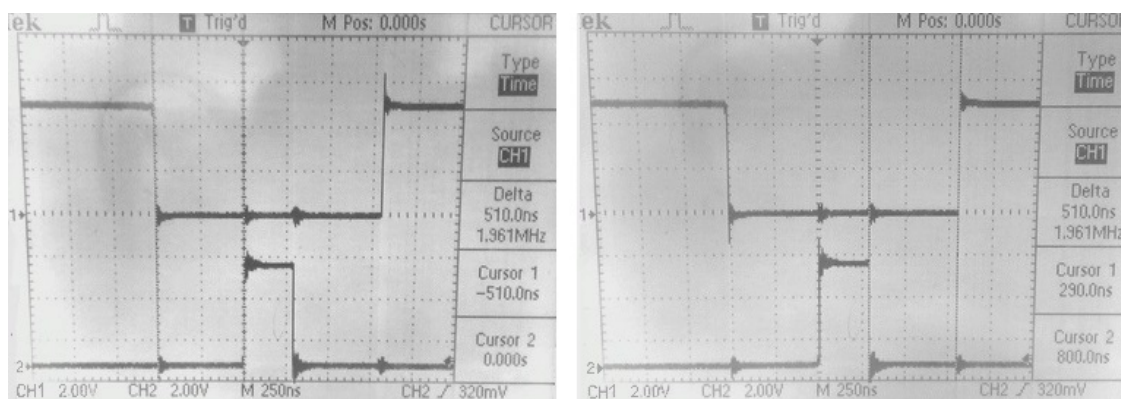


Obr. 3.7: PWM signál na výstupu obvodu UC3843, vpravo detail.

Z detailu předcházejícího obrázku 3.7 byla pomocí následujícího vztahu 3.13 určena maximální spínací střída s_{max} , poměrem maximálního času výstupního signálu na úrovni *logické* 1 k času celé periody PWM.

$$s_{max} = \frac{t_{on}}{T_{PWM}} \cdot 100 \% = \frac{7,8\ \mu s}{8,6\ \mu s} \cdot 100 \% = 90,7 \% \quad (3.13)$$

Změřením ochranných dob pomocí osciloskopu se ověřily časy, které byly přibližně stejné s vypočtenými hodnotami v podkapitole 3.3.4 na straně 28. U dolního zpožďovacího RCD členu byla provedena drobná korekce zmenšením hodnoty rezistoru R43, protože naměřený čas byl 650 ns , obr. 3.5.



Obr. 3.8: Ochranné doby, dolních tranzistorů vlevo, horních vpravo.

Obr. 3.8 zobrazuje ochranné doby při přepínání výkonových tranzistorů po korekci. Tyto průběhy byly změřeny na vstupní části optobudičů, *pin* 1 obvodů IC6 s kanálem osciloskopu 2 a IC7 s kanálem 1, obr. 3.6.

3.6 Oživování svářecího zdroje

Po základním oživení řídicí desky a opravách na výkonové desce s otestovanými lineárními zdroji, následovalo propojení těchto desek. Nyní již bylo možné otestovat součinnost BMS ochran, buzení hradel výkonových tranzistorů a testovat regulaci naprázdno i pod zatížením.

3.6.1 Oživování BMS na řídicí desky

Testování BMS ochrany centrálního obvodu na podpětí - vybití akumulátoru, který je umístěn na levé straně řídicí desky může proběhnout následujícím způsobem. BMS měřicí obvod na akumulátoru při poklesu napětí akumulátoru přivede na vstup BMS řídicí desky *logickou* 0. Tento vstup je vývod 1 na svorkovnici X2, schéma A.1, vpravo nahoře. Bez propojení s BMS měřicího obvodu z akumulátoru je možné stav vybití baterie prověřit propojením vývodů 1 a 3 na svorkovnici X2, signálový vstup se zemí *GND*. Tímto propojením musí dojít k poklesu napětí na nulu u větve *VCC IO* a tím odpojení celé řídicí elektroniky kromě BMS. Zároveň dojde k rozsvícení červené LED2, označené *LOW BATTERY* na čelním panelu. To je blíže popsáno v podkapitole 4.2.3 na straně 42.

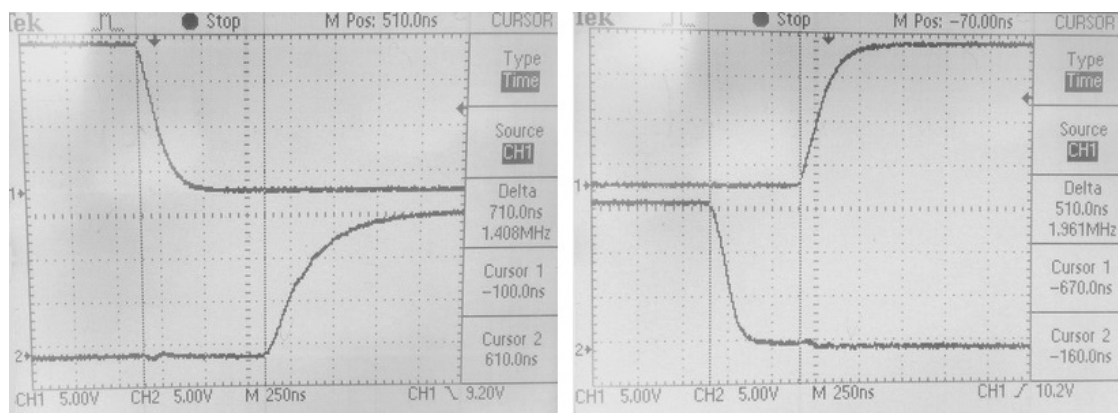
Stav přebíjení bateriového boxu při nabíjení je možné simulovat propojením vývodů 2 a 3 na svorkovnici X2, kde vývod 2 je vstup od BMS měřicí logiky z akumulátoru. Na vývodu číslo 4 též svorkovnice se musí objevit *logická* 0 znamenající ukončení nabíjení bateriového boxu externí nabíječkou.

3.6.2 Oživování budičů

Celá sestava byla napájena z laboratorního zdroje s výjimkou, kladného pólu zdroje, pro výkonové tranzistory, tzn. tranzistory byly optobudiči buzeny, ale pracovní napětí na horním D vývodu nebylo připojené. S takto zapnutým řízením a neaktivními výkonovými spínači byly pozorovány průběhy při nabíjení a vybíjení hradel výkonových tranzistoru 3.9. Odběr proudu takto provozovaného buzení tranzistoru byl 200 mA, což je reálná hodnota.

Aby bylo možné osciloskopem zaznamenat průběhy na obou tranzistorech naráz, musí se zem osciloskopu zapojit na plovoucí středový výstup mezi horní a dolní tranzistor. V případě, že námi použitý laboratorní zdroj má propojenou zem výstupního

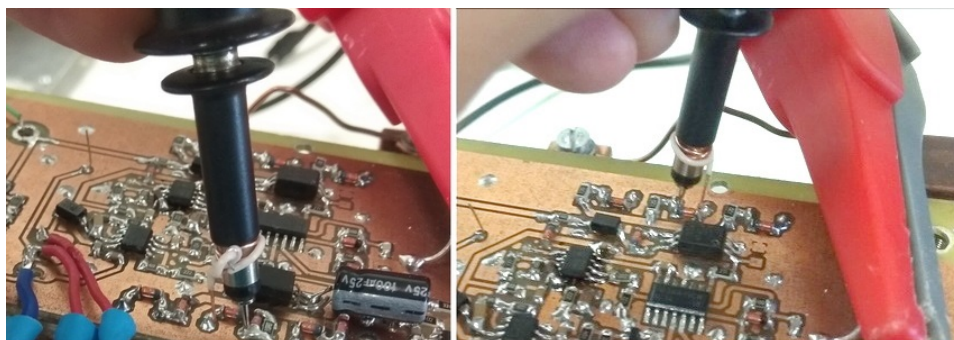
stabilizovaného napětí s ochranným vodičem v zásuvce, musí být osciloskop izolován přes oddělovací transformátor. Ochranným vodičem v zásuvkách se jinak vytvoří zemní smyčka, která přes zem sondy osciloskopu může zkratovat dolní tranzistor.



Obr. 3.9: Průběh buzení výkonových tranzistorů.

Při dlouhodobě zapnutém buzení tranzistorů optobudiči bylo pozorováno jejich nadměrné ohřívání, ne však kritické. Řešením bylo přidání malého hliníkového profilu U, jako chladiče obou optobudičů. Také se zvýšily hodnoty rezistorů mezi optobudičem a hradem tranzistorů, tedy R1, R3, R5 u horních tranzistorů byly změněny z hodnoty 2R2 na 4R a u dolních tranzistorů, rezistory R2, R4, R6 z hodnoty 2R2 na 10R, viz. obr. 3.6. Nakonec na spodní rezistory R2, R4, R6 byly ještě paralelně připojeny rychlé diody, které napomáhají vybíjet hradla a tím tento proces výrazně urychlují.

U nábojové pumpy se zmenšila hodnota sériového dobíjecího rezistoru R38 z 6R8 na 1R z důvodu velkého úbytku napětí na tomto rezistoru. U budiče dolních tranzistorů se hodnota sériového dobíjecího rezistoru R40 zvětšila z 6R8 na 10R a ke kondenzátoru C2 byl přidán další kondenzátor 100 μF na 25 V, viz. obr. 3.6.

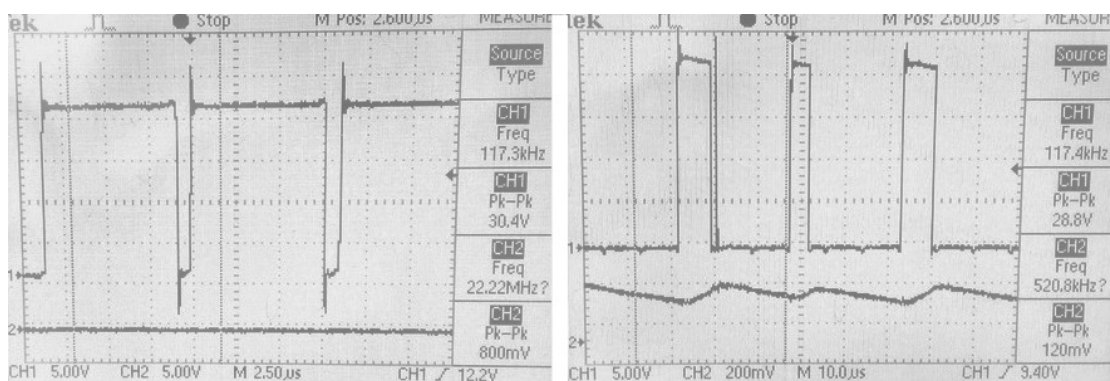


Obr. 3.10: Příklad úpravy sondy osciloskopu proti rušení.

Při činnosti výkonového spínače dochází dále k zarušení nebo zobrazení zkruslého průběhu osciloskopem. Minimalizovat vf. rušení je možné úpravou měřicí sondy jako na obr. 3.10, kdy minimalizujeme zemní smyčku, do které se indukuje rušení.

3.6.3 Oživování silové části svařovacího zdroje

Napájení celé sestavy bylo realizováno opět z laboratorního zdroje, ale s připojenými výkonovými tranzistory. Naprázdno pracovalo zařízení spolehlivě, obr. 3.11 nalevo, proto následovalo zapojení tlumivky na výstup měniče. Nejprve jen samotná tlumivka - nakrátko s malým nastaveným proudem, obr. 3.11 napravo.



Obr. 3.11: Průběh napětí a proudu ve stavu naprázdno a nakrátko.

Na výstup zdroje do série s tlumivkou byla připojena ještě paralelní kombinace čtyř přibližně stejných výkonových rezistorů s hodnotami $3R3$ a $I_{max} = 25 A$.

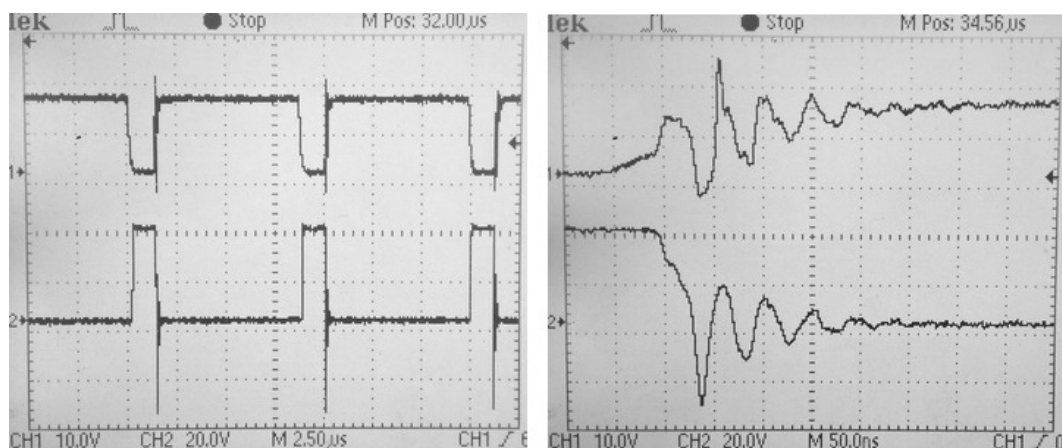
Testováním byla ale zjištěna nestabilita měřené úrovně proudu, kterou reprezentovala napěťová hodnota 0 až 1 V. Nejprve se hledaly problémy na plošném spoji, jako výsledek nečistot způsobených amatérskou výrobou plošného spoje. Byla přeměřena stabilita napětí žádané hodnoty proudů a zesílená hodnota proudů z bočníku. Dále byl přidán kondenzátor C7 mezi vstup obvodu IC5, pin 3 - snímání proudu PWM modulátorem, a zem. Tento kondenzátor byl napájen co nejbližší pinu 3, schéma obr. 3.3. Hodnota kondenzátoru byla vypočtena pomocí následujícího vztahu 3.14 při zvolené časové konstantě $\tau_I = 1.10^{-6} s$, prvků R31, R32 a C7.

$$C_7 = \frac{\tau_I}{R_{31} // R_{32}} = \frac{\tau_I}{\left(\frac{R_{31} \cdot R_{32}}{R_{31} + R_{32}} \right)} = \frac{1.10^{-6} s}{\left(\frac{2k0 \cdot 1k2}{2k0 + 1k2} \right)} = 1,34 \cdot 10^{-9} F \approx 1n2 \quad (3.14)$$

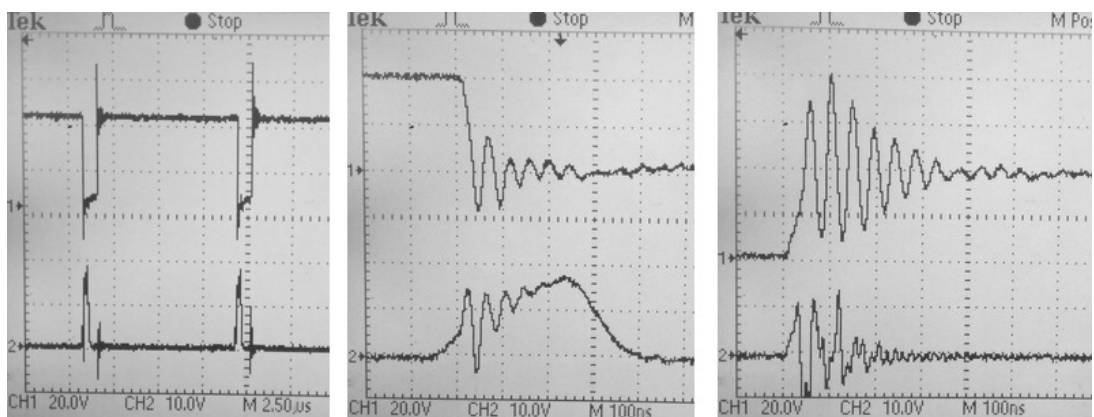
Pro zlepšení stability regulační smyčky při testování pomocí výkonových rezistorů byl paralelně k těmto rezistorům připojen kondenzátor o velké kapacitě. Nestabilita střídavy byla takto odstraněna a následovalo přeměření maximálního hračičního svařovacího proudu. Při maximálním žádaném proudu klešťový ampérmetr

ukazoval svařovací proud 110 A. Korekce byla provedena na napěťovém děliči tvořeném rezistory R31 a R32. Dělič upravuje napětí z 2,3 V na 1 V a je osazen rezistory o hodnotě 2k0 a 1k5. Hodnota odporu R32 byla proto upravena na 1k2, obr. 3.3. Při opětovném měření klešťový ampérmetr ukazoval maximální svařovací proud 118 A.

Dále byly změřeny průběhy na horním tranzistoru, obr. 3.12. Na kanálu 1 je zobrazen průběh na hradle a na kanálu 2 je zobrazen průběh napětí U_{ds} . Oba průběhy jsou invertované, tzn. měření probíhalo se zemí sondy osciloskopu připojenou na kladnou svorku baterie, a to z důvodu potlačení rušení. V detailu vypínacího děje, obr. 3.12 vpravo, je vidět překmit při vypnutí horního tranzistoru, přibližně 32 V.



Obr. 3.12: Vypínací děj na horním tranzistoru.

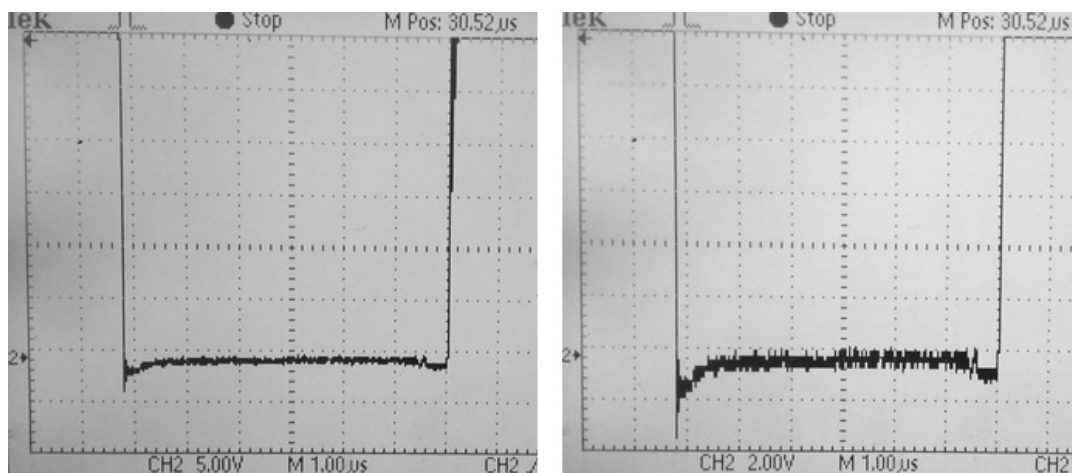


Obr. 3.13: Zapínací a vypínací děj na dolním tranzistoru.

Na dolním tranzistoru, obr. 3.13 byl v detailu změřen zapínací děj, zobrazen ve středu a vypínací děj, zobrazen vpravo. Kanál 1 zobrazuje napětí na U_{ds} a kanál

2 zobrazuje napětí U_{gs} dolního tranzistoru. Z detailu vypínacího děje, obr. 3.13 vpravo, je při vypnutí dolního tranzistoru překmit maximálně 40 V.

Obr. 3.14 zobrazuje detail synchronního spínání, kde je napětí U_{DS} na dolním tranzistoru zpočátku přibližně -0,7 V, tzn. rovné úbytku na výkonové diodě. Po ochranné době 500 ns dochází k otevření dolního tranzistoru a ten vede proud, který původně tekla diodou. Po vypnutí tranzistoru, v čase následující ochranné doby, přebere proud tranzistorem opět dioda.



Obr. 3.14: Detail synchronního spínání dolním tranzistorem.

Aby bylo možné svářečku pohodlně a bezpečně přenášet tam, kde bude probíhat svařování, bude následovat návrh realizace mechanické konstrukce.

4 MECHANICKÁ KONSTRUKCE SVÁŘEČKY

Při výrobě mechanických dílů bylo použito navržené prostorové rozvržení jednotlivých prvků svářečky, bateriového bloku, chladiče s plošnými spoji a výstupní tlumivky podle původní diplomové práce na straně 43 [5]. Zachováním původně navrhovaného rozmístění objemově velkých součástí svářečky, zůstal také zachován stejný tvar výrobku, a to „kvádr“ s rozměry přibližně (D x S x V) 240 x 120 x 190 mm.

4.1 Mechanické díly

Jednotlivé malé i velké mechanické díly byly vyrobeny z hliníku nebo oceli s ohledem na hmotnost. Základní výhodou bateriové svářečky by měla být její snadná přenositelnost. Tato výhoda by však byla ztracena se stoupající hmotností svářečky. Následující tab. 4.1 popisuje orientačně zvážené hmotnosti nejtěžších elektrických bloků svářečky.

Tab. 4.1: Orientačně zvážené hmotnosti elektrických částí svářečky.

Název části	Hmotnost v kg
chladič s plošnými spoji	2,14
bateriový blok	4,58
výstupní tlumivka proudu s přívodem	0,51
ovládací prvky umístěné na předním panelu	0,232
měděné vedení kabelem 10 mm ²	0,307
celkem	7,769

Protože celková hmotnost elektrických dílů svářečky je téměř 8 kg, bylo potřeba vyrobit co nejlehčí mechanickou konstrukci. Z tohoto důvodu byla též snaha co nejvíc k sobě přiblížit jednotlivé elektrické komponenty, aby došlo k miniaturizaci. Bylo tedy možné použít menší množství materiálu na kryt přístroje.

4.2 Kryt svářečky

Bylo uvažováno o dvou různých materiálech, a to o ocelovém a hliníkovém plechu. Při orientačním výpočtu hmotnosti ocelového plechu o síle 1 mm na plochu 0,272 m², což je tloušťka přibližně potřebná pro kryt svářečky, je hmotnost plechu asi 2,1 kg. Hmotnost stejného plechu, ale z hliníku, je přibližně třetinová, tedy 0,73 kg. Je to z důvodu třetinové hustoty oceli oproti hliníku, 7850 kg/m³ oproti 2700 kg/m³. Z

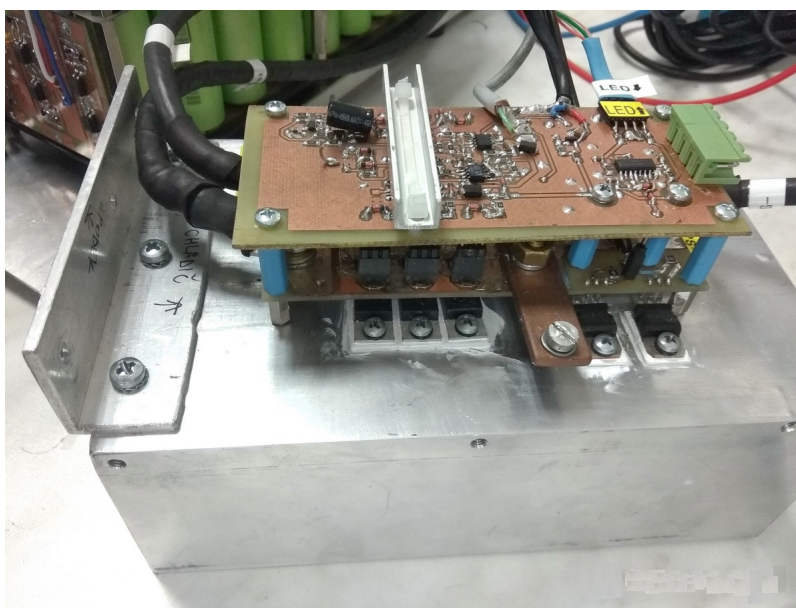
hmotnostního hlediska je materiál krytu vybrán hliník. Z důvodu rozebíratelnosti a lepší mechanické návaznosti došlo k rozdělení kompaktního krytu na malé rozebíratelné části.

Jednotlivé části krytu mají následující funkci a jsou děleny takto:

- zadní strana krytu je zaplněna chladičem
- spodní strana, tzv. základna je určena především k uchycení všech komponent
- přední nebo-li čelní panel, na kterém jsou umístěny ovládací prvky
- boky a horní strana jsou tvořeny celistvým kusem krytu na kterém je umístěna rukojeť pro přenášení svářečky

4.2.1 Zadní stěna

Na tuto část krytu je použitý hliníkový chladič o rozměrech (V x S x H) 190 x 120 x 70 mm. Jedná se o jedinou část krytu, která není vyrobena z plechu. Rozměrem chladiče jsou definované minimální šířkové a výškové rozměry svářečky při pohledu na jej čelní stanu. Na chladiči jsou dále mechanicky upevněné všechny výkonové prvky, tranzistory a diody, spolu s dvěma vrstvami plošných spojů zapojených nad nimi.



Obr. 4.1: Chladič s plným osazením.

Obrázek 4.1 zobrazuje chladič osazený dvěma vrstvami plošných spojů, s připevněným jeklem pro montáž k podstavě. Dále pak spodní částí krytu s vyvrtanými otvory pro upevnění bočních a horních částí krytu.

Blok chladiče je k dalším částem krytu připevněn přes šroubované spoje. Do chladiče byly vyvrtány otvory a vyřezány zavity M4. Rozmístění děr na chladiči je zakótováno v přílohách A.5 na straně 76.

Ke spodní podstavě je chladič připevněn přes hliníkový jelek 30x25x3. Rozměry a rozmístění otvorů na jeleku jsou v téže příloze A.5, vpravo dole.

4.2.2 Spodní část – podstava

Všechny velké elektrické komponenty z tabulky 4.1 budou montovány na podstavu. K tomu se ještě ze zadní strany přidá chladič a z přední strany čelní panel. Z tohoto důvodu byl pro podstavu zvolen plech o větší síle, a to 2 mm.

Rozměry tohoto dílu jsou zaznamenány v přílohách A.6 na straně 77. Z nákresu jsou patrné rozměry celkové, ale i pro otvory rozmístěné po okraji a ve středu. Dále je vidět, které strany a s jakými rozměry se ohýbají pro připevnění k bočním dílům. Následující obrázek 4.2 zobrazuje vyrobenou podstavu po naohýbaní a vrtání spolu s ostatními částmi krytu.



Obr. 4.2: Kryt po ohýbaní a vrtání, zleva podstava, přední panel a vrchní kryt.

Spoj mezi spodním a bočními díly není proveden šroubem s metrickým závitem, ale samořezným šroubem do plechu o rozměrech 8 x 3,5 mm. Tato možnost byla zvolena z důvodu, že tloušťka hliníkového plechu 2mm nedostačovala na vytvoření dostatečně silného mechanického spoje. V případě metrického závitu by se síla materiálu musela zvýšit přidáním materiálu, což by vedlo sice k malému, ale v každém případě nárůstu hmotnosti. Dalším důvodem je pracnost výroby metrického závitu v porovnání s použitím samořezného šroubu.

V zadní straně podstavu se připevňuje chladič přes jekl, který se zasadí pod podstavu, se kterou se následně spojí pomocí šroubů a matic M4. Zasazení pod podstavu bylo zvoleno z důvodu minimalizace rozměrů. Spodní hrana chladiče koresponduje se spodní hranou podstavu. Aby chladič přilnul k podstavě, je v její zadní části vyřezaná mezera pro jekl, spojující chladič a podstavu.

4.2.3 Přední panel

Síla materiálu panelu byla též zvolena větší, a to z důvodu umístění konektorů pro svařovací kabely a odpínač baterie. Při obsluze těchto komponent dochází k mechanickým tlakům, které by po čase mohly tento panel deformovat, proto byl zvolen plech o stejné síle jako podstava, a to 2 mm. Přední panel má při čelním pohledu rozměry shodné s chladičem, jedná se o nejmenší opracovaný plech, ale s nejsložitějším rozmístěním děr a otvorů obdélníkových tvaru. Svědčí o tom výkres předního panelu se zakótovanými rozměry v přílohách A.7 strana 78.

Po všech čtyřech obvodových hranách je plech zahnutý k přišroubování na boční, vrchní i dolní stranu krytu. Spoj s bočními a vrchním krytem je realizován stejně jako podstavu s bočním krytem, a to pomocí samořezného šroubu 8 x 3,5 mm. Pro spojení s podstavou je použit šroub s maticí velikosti M4. Obrázek 4.2, uprostřed, zobrazuje přední panel se všemi otvory a ohyby.

Popis a označení ovládacích prvků umístěných na předním panelu byl zhotoven v grafickém programu CorelDRAW 2018. Při grafickém návrhu se vycházelo z geometrického uspořádání ovládacích prvků a konektorů, kolem kterých se přidala grafická značka, nebo text jako vysvětlivka ovládaní. Grafický výstup z programu je k nahlédnutí v přílohách A.8 strana 79, následně byl vytištěn na lepicí folii a nalepen na předem připravený plech předního panelu. Následovalo vyříznutí folie nad otvory, osazení ovládacích prvků a namontování ovládacích model.

4.2.4 Boční kryty a vrchní kryt

Tyto stěny pouze tvoří kryt svářečky, proto jsou vyrobeny z plechu o síle jen 1 mm a jednoho celistvého kusu pro jednodušší a rychlejší montáž, případně demontáž. Jedná se tedy o největší zpracováváný plech se dvěma záhyby a velkým počtem otvorů po celém obvodu plechu. Na horní část tohoto plechu se přimontuje rukojeť pro přenášení stroje. V místech, kde se ke krytu připevňuje rukojeť, se z vnitřní strany krytu ještě doplní příčně orientované výztužné jekly. Jekly o rozměrech 20 x 10 x 2 mm zpevňují tenký plech právě v místech, kde je nejvíc namáhán. Tímto je zabráněno mechanickému ohýbání vrchního plechu pod vlastní vahou svářečky. Všechny rozměry vrchního plechu jsou zobrazeny na výkresu v příloze A.9 straně 80.

Tento kryt se na svářečku montuje až jako poslední a nasazuje se z vrchu. Nasouvání zepředu a zezadu není vhodné z důvodu přečnívajících šroubů od rukojeti v horní části krytu. Při těsném nasouvání by mohlo dojít k dotyku s polem baterie a následnému zkratu. V zadní části, kde se kryt připojuje ke chladiči, je potřeba použít metrické šrouby M4 x 6 mm. Na všech ostatních spojích, okolo předního panelu a v okolí podstavy, se připojuje kryt samořeznými šrouby M8 x 3,5 mm.



Obr. 4.3: Vrchní kryt s rukojetí po vyleštění a nalakování.

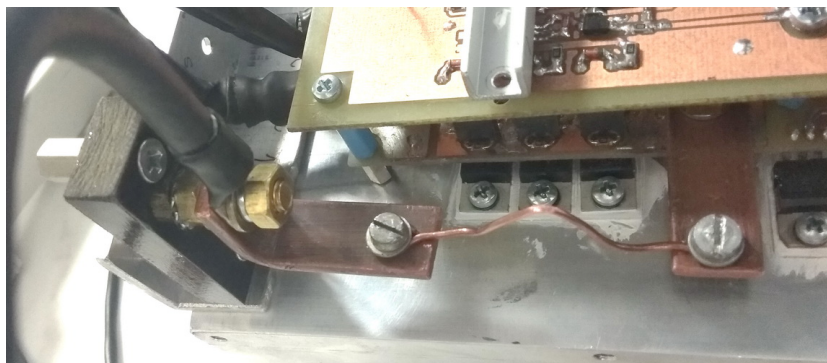
Kromě předního panelu, kde bude nalepena popisová nálepka, bylo třeba ještě u tohoto plechu řešit jeho povrchovou úpravu. Zbytek volně viditelných vrchních dílů na svářečce je matné hliníkové barvy bez povrchové úpravy. Pro zachování stejné barvy na celém krytu byla zvolena povrchová úprava leštěním, jemuž předcházelo vybroušení odstupňovanými brusnými plátny se zrnitostí 80 až 430, nasucho. Leštění probíhalo za pomoci leštící pasty na elektrické brusce s následným vyčištěním lihem. Na takto vyleštěný a vyčištěný povrch byla nanesena ochranná vrstva matného bezbarvého laku. Obrázek 4.3 zobrazuje vrchní kryt po osazení rukojetí, vyleštění a nalakování.

4.3 Mechanické provedení pojistky

S minimalizací zařízení rostl i nárok na minimalizaci jistícího prvku. Při zkoušení svářečky se totiž používala tavná válcová pojistka PC 100 A FF od výrobce OEZ, kterou s rozměry (průměr x výška) 25 x 55 mm nebylo možné umístit do vyrobené konstrukce krytu.

Po poradě s vedoucím práce byl jako jištění použit odizolovaný měděný vodič $1,5 \text{ mm}^2$ v délce 100 mm , který byl zapojen do série mezi kladný pól baterie a vstupní kladný pól výkonové části měniče.

V případě vybavení jištění je třeba vyměnit vodič za stejný měděný, se stejnou délkou a průřezem. Ve středu vodiče je dále třeba vytvořit jeden záhyb ve tvaru písmena U nebo V a vrchol záhybu zabrousit pilníkem nebo naštípnout štípacími kleštěmi, čímž uměle vytvoříme nejtenší místo obvodu, tedy i nejcitlivější na případný výrazný nadproud, nebo zkratový proud.



Obr. 4.4: Vytvořená pojistka s měděnými přívodními pasy.

Mechanické uchycení vodiče – pojistky je realizováno na měděný pas $14 \times 3 \text{ mm}$ se šroubem a podložkou M4. Jeden z měděných pasů je uchycen přímo na kladném pólu výkonové části přes šroub M6. Na předešlém obrázku pojistky 4.4 je tento přívodní pas vpravo. Druhý měděný přívodní pas, je ohnut do tvaru L a uchycen přes izolaci s podstavou. Na obrázku 4.4 vlevo. Izolace musí splňovat jak mechanické, tak i tepelné namáhání od tělesa pojistky. Z tohoto důvodu byl použit izolační hranol z textitu o rozměrech $10 \times 12 \times 40 \text{ mm}$ s dvěma otvory pro šrouby M4. Hranol je těmito šrouby připevněn k podstavě a jedním šroubem M6 k měděnému pasu ve tvaru L.

Umístění pojistky je napravo od plošných spojů připevněných na chladiči. Při protékajícím proudem pojistkou bude docházet k její zahřívání s výkonovou ztrátou přibližně 15 W při maximálním proudě 120 A . Z tohoto důvodu je vhodné umístit pojistkový vodič mezi měděné přívodní pásnice tak, aby byla zaručena dostatečná izolační vzdálenost od chladiče, tzn. od výkonových součástek umístěných na chladiči, plošných spojů a bateriového bloku.

4.4 Elektrické zapojení vodičů

Z důvodu komplikované kabeláže v zařízení bylo přistoupeno k popsání jednotlivých vodičů a příslušných vývodů obvodových celků. Text nazvu vodiče s vývodem je

shodný, barevné rozlišení popisku určuje zda-li se jedná o kabel (popisek bílé barvy) nebo o místo připojení na obvodovém celku (popisek žluté barvy).

Pro zvýšení přehlednosti byla také vytvořena dokumentace kabelového zapojení, a to zakreslením do přehledného schématu přístroje. Schéma bylo nakresleno v programu Design Sparks Electrical. Program je pro volné použití, obsahuje mnoho knihoven a též podporu pro vytváření vlastních přístrojů. Program má stejné ovládání jako Solid Works Electrical.

Elektrické schéma zapojení obsahuje výkonové, signálové a nabíjecí zapojení spolu s nabíječkou. Zapojení je umístěno v přílohách A.10 strana 81.

Dokumentace podává celkový náhled na to, jak jsou zapojené jednotlivé celky. Napomáhá také při opravách závad na svářečce a rychlejší orientaci v zapojení. Ve schématu jsou kromě názvů připojovacích bodů a názvů kabelů také vyznačeny průřezy kabelů, což opět zjednodušuje práci při ztrátě, odpadnutí, nebo nečitelnosti popisku na kabelu.

4.5 Hmotnostní bilance svářečky

Jak bylo popsáno v odstavci 4.2 této kapitoly na straně 39, cílem bylo vyrobit co nejlehčí, ale zato pevnou konstrukci. S použitím hliníku byly dosaženy následující hmotnosti jednotlivých mechanických dílů, které shrnuje následující tabulka 4.2.

Tab. 4.2: Orientačně zvážené hmotnosti mechanických dílů svářečky.

Název dílu	Hmotnost v g
přední panel	141,8
podstava s gumovými nožkami	290,1
rukojeť s vyztužením	556,7
držák tlumivky	34,3
boky a vrchní část	490
celkem	1513

Celková hmotnost svářečky je 9,28 kg, z toho hmotnost elektrických komponent je 7,769 kg, z tab. 4.1, a hmotnost mechanických komponent je 1,513 kg, z předešlé tabulky 4.2.

5 LADĚNÍ VÝKONOVÉ REGULAČNÍ SMYČKY

Přepnutím spínače S2 z výběru regulace proudu na výkon se volí komparace žádané hodnoty s měřeným výkonem podle vztahu 3.5 na straně 26.

5.1 Experimentální změna parametrů PI regulátoru výkonu

Laboratorní ověření správného fungování regulační smyčky výkonu spočívalo ve skokové změně hodnoty připojených zatěžovacích rezistorů. Osciloskopem byl přitom sledován přechodový jev na výstupním napětí U_z a proudu I_z . Posouzením výsledků lze potom určit potřebu změny parametrů regulátoru výkonu.

Při experimentální změně proporcionálního parametru K_P je osciloskopem možné sledovat tvar přechodové charakteristiky a rychlost vyregulování poruchy. Např. monotonně pomalý průběh při malé hodnotě K_P , nebo oscilující rychlá změna průběhu při velkém K_P . Velikost integrační složky K_I lze odpozorovat z rozdílu žádaného a regulovaného výkonu. Při malém rozdílu, malé chybě vyregulování, je hodnota K_I dostatečně velká a není potřeba ji dále upravovat.

Další způsob ověření K_I složky je možné provést měřením velikosti výkonu při každé změně zátěže a nezměněné hodnotě žádaného výkonu. Změřený výkon musí být přibližně konstantní, jak zobrazuje vztah 5.1 pro dvě různé nastavení hodnot zátěžových odporů.

$$\begin{aligned} U_z \cdot I_z &= \text{konst.} \\ 10,2 \text{ V} \cdot 42,3 \text{ A} &= 431 \text{ W} \\ 6,5 \text{ V} \cdot 65 \text{ A} &= 422 \text{ W} \end{aligned} \tag{5.1}$$

Po vyladění výkonové smyčky osciloskopem je třeba otestovat dynamiku výkonové regulační smyčky samotným svařováním, kde bude prakticky odpozorováno, jestli je dále třeba měnit parametry PI regulátoru.

5.2 Matematický výpočet PI regulátoru výkonu

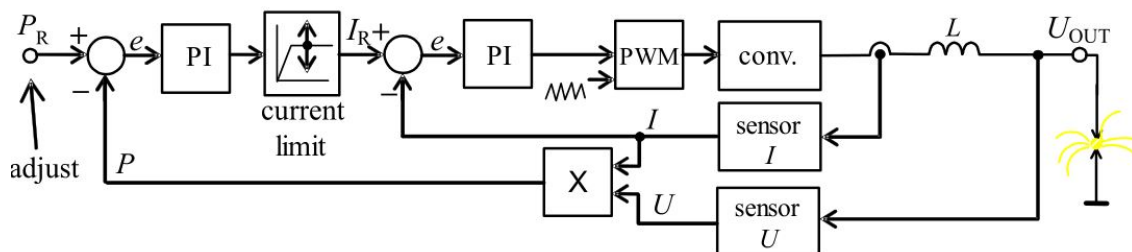
Výpočet parametrů PI regulátoru je možné provést různými metodami. Pro výběr metody je důležité nejprve popsat regulovanou soustavu.

5.2.1 Matematický model regulované soustavy

Svářecí zdroj je nelineární soustava, kde mezi parazitní nelinearity patří omezení maximálního svařovacího proudu nebo výkonu a mezi podstatné nelinearity patří především regulátor proudu, obvod UC3845, který tvoří funkci dvouhodnotového regulátoru, tzn. skokově překlápějícího se mezi dvěma hodnotami výstupů při spojitě se měnícím vstupu. [12, 13]

Další důležitou vlastností svářecího zdroje je jeho parametričnost, tedy změna parametrů v čase, která vyplývá ze změny teploty, ale hlavně ze změny napětí akumulátoru. Tato parametričnost je ale částečně potlačena zpětnou vazbou regulační smyčky. Poruchy působící na soustavu ve formě elektrického oblouku mají charakter skokové změny, který je též parametrický. Jako skokovou změnu poruchy soustavy si lze představit přiložení elektrody k základnímu materiálu, přičemž předurčit, kdy dojde k takovému zatížení svařovacího zdroje není možné. Parametrická porucha je nejčastěji změna okolních parametrů při svařování např. kolébání elektrody nebo změna její vzdálenosti od svařovaného materiálu. [12, 13]

Blokové schéma regulace svařovacího zdroje je zobrazeno na následujícím obr. 5.1. Schéma regulace je uvažováno jako jednobokový rozvětvený obvod se dvěma regulovanými smyčkami. Pomocnou regulovanou veličinou je proud, tzn. jedná se o soustavu s podřazenou regulační smyčkou proudu a nadřazenou regulační smyčkou výkonu.



Obr. 5.1: Blokové regulační schéma svářečky, převzato z [9].

Na vstup vnější smyčky přichází žádaná hodnota výkonu P_R , která se porovnává s aktuálně změřenou hodnotou výkonu P . Regulační odchylka vstupuje do PI regulátoru tvořeného součástkami R22, R23, C25 a IC3, jehož výstupem je akční veličina I_R . Tento signál z regulátoru výkonu vstupuje do vnitřní regulační smyčky, tvořené integrovaným obvodem IC5 a silovou částí. V integrovaném obvodu IC5 dochází k vytvoření a posílení ovládacího signálu pro silovou část a porovnání žádané hodnoty proudu I_R se změřenou hodnotou proudu I .

5.2.2 Identifikace parametrů vnitřní smyčky proudu

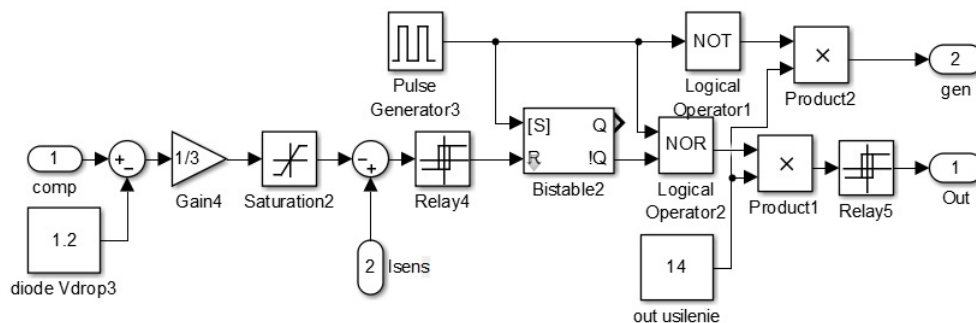
Práce na modelování byly započaty nejprve namodelováním a odladěním regulované smyčky proudu. Polovina práce sestávala ze správného nasimulování činnosti obvodu UC3843 a druhá z identifikace zbylých přenosů smyčky proudu.

Obvod UC3843

Modelování obvodu IC5 probíhalo za pomoci vnitřního blokového diagramu tohoto obvodu z obr. 12 strana 12 v jeho katalogovém listu [6]. Byly namodelovány jen vývody potřebné pro simulaci, tzn. *COMP*, *ISENSE* a *OUTPUT*. Reálné prvky uvnitř obvodu IC5 byly v simulaci reprezentovány jejich působením na procházející signál a to např. následovně:

- dvě diody v sérii v propustném směru za vstupem kladného signálu na vývod COMP byly simulovány odečtením hodnoty 1,2 od tohoto signálu, tzn. simulace úbytku 0,6 na každé diodě
- rezistorový dělič $2R$ ku R je nahrazen zesílením $1/3$
- stabilizační dioda 1V je nahrazena ohraničením shora hodnotou 1
- ostatní prvky jsou reprezentovány simulačními bloky, které se nacházejí v počítačovém simulačním programu Matlab.

Následující obr. 5.2 zobrazuje namodelovanou vnitřní strukturu obvodu IC5.



Obr. 5.2: Model obvodu UC3843.

Přenosová funkce měniče

Je určena obvyklým způsobem. Statické zesílení je vypočteno z poměru maximální výstupní k maximální vstupní hodnotě měniče. Ideální maximální výstupní napětí měniče je rovno plně nabitě baterii. Reálně je toto napětí nižší z důvodů úbytků na výkonových prvcích a kabelech, což je simulováno v přenosu zátěže. Na snížení maximálního výstupního napětí se podílí i velikost maximální dosažitelné střídy PWM, která je přibližně 90 % z důvodu použití nábojové pumpy u horních tranzistorů.

Omezení maximální střídý je simulováno v modelu obvodu IC5. Dynamika měniče je reprezentována vloženým zpožděním o velikosti poloviny periody PWM.

$$K_{PWM} = \frac{U_{bat}}{U_{IC5,vyt}} = \frac{43 \text{ V}}{14 \text{ V}} = 3,07 \quad (5.2)$$

$$T_{PPWM} = \frac{(f_{PWM})^{-1}}{2} = \frac{(118 \text{ kHz})^{-1}}{2} = 4,24 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 4,24 \text{ } \mu\text{s} \quad (5.3)$$

Náhradní přenosová funkce měniče je

$$W_{PWM}(p) = \frac{K_{PWM}}{T_{PPWM} p + 1} = \frac{3,07}{4,24 \cdot 10^{-6} p + 1} \quad (5.4)$$

Přenosová funkce zátěže

Do statického zesílení jsou zahrnuty všechny parazitní vlastnosti výkonového výstupu a také zátěž proudového zdroje v rozsahu zapojení nakrátko, bez zátěže a až do nominálního odporu zátěže pro $I_n = 120 \text{ A}$.

Odpor rezistorů snímajících proud, oba zapojeny paralelně

$$R_s = \frac{R_{B1}}{2} = \frac{0,5 \text{ m}\Omega}{2} = 0,25 \text{ m}\Omega \quad (5.5)$$

Odpor tranzistorů v sepnutém stavu, zapojeny tři paralelně

$$R_{vt} = \frac{R_{DS,on}}{3} = \frac{3,5 \text{ m}\Omega}{3} = 1,167 \text{ m}\Omega \quad (5.6)$$

Odpor diody v propustném směru

$$R_{vd} = \frac{U_f}{I_n \cdot 2 \cdot t_d \cdot f_{PWM}} = \frac{0,77 \text{ V}}{120 \text{ A} \cdot 2 \cdot 450 \cdot 10^{-9} \text{ s} \cdot 118 \cdot 10^3 \text{ Hz}} = 60,4 \text{ m}\Omega \quad (5.7)$$

Odpor svařovacích kabelů

$$R_{Cu25} = \rho \cdot \frac{l}{S} = 0,0169 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot \text{m} \cdot \frac{4 \text{ m}}{25 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 2,7 \text{ m}\Omega \quad (5.8)$$

Odpor vedení vodičů měnič – svorky (+, -) na předním panelu

$$R_{Cu16} = \rho \cdot \frac{l \cdot 2}{S} = 0,0169 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot \text{m} \cdot \frac{0,4 \text{ m} \cdot 2}{16 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 0,845 \text{ m}\Omega \quad (5.9)$$

Odpor nominální zátěže

$$R_e = \frac{U_{bat}}{I_n} = \frac{43 \text{ V}}{120 \text{ A}} = 0,358 \text{ } \Omega \quad (5.10)$$

Celkový odpor všech parazitních prvku bez zátěže, zapojení nakrátko

$$\begin{aligned} R_{sum, skrat} &= R_s + R_{vt} + R_{vd} + R_{Cu25} + R_{Cu16} = \\ &= (0,25 + 1,167 + 60,4 + 2,7 + 0,845) \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega = 65,9 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (5.11)$$

Celkový odpor všech parazitních prvku s nominální zátěží

$$R_{sum, R_e} = R_{sum, skrat} + R_e = (65,9 \cdot 10^{-3} + 0,358) \Omega = 0,424 \Omega \quad (5.12)$$

Časová konstanta přenosové funkce výstupní zátěže je určena z poměru celkové indukčnosti na výstupu k celkovému odporu dle zvolené zátěže.

$$L_{sum} = L_T = 5 \mu H \quad (5.13)$$

$$T_{el} = \frac{L_{sum}}{R_{sum, R_e}} = \frac{5 \cdot 10^{-6} H}{0,424 \Omega} = 20,32 \cdot 10^{-6} s = 11,8 \mu s \quad (5.14)$$

Náhradní přenosová funkce zátěže je

$$W_{el}(p) = \frac{1/R_{sum, R_e}}{T_{el} p + 1} = \frac{1/0,424}{11,8 \cdot 10^{-6} p + 1} \quad (5.15)$$

Přenosová funkce čidla proudu

Statické zesílení je určeno z poměru maximální hodnoty zpětné vazby, tzn. i maximální hodnoty žádané veličiny k maximální výstupní hodnotě proudu měniče.

$$K_{ocI} = \frac{U_{Isens}}{I_n} = \frac{1 V}{120 A} = 8,33 \cdot 10^{-3} \Omega = 8,33 m\Omega \quad (5.16)$$

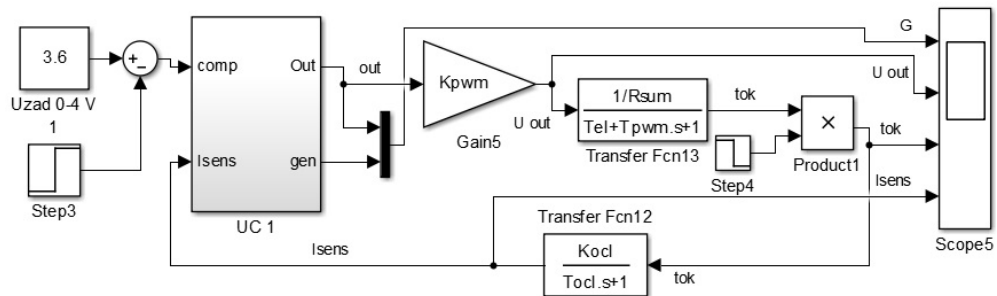
Časová konstanta čidla proudu je určena z filtračního RC článku R24, C36

$$T_{fI} = R_{24} \cdot C_{36} = 33 \Omega \cdot 22 \cdot 10^{-9} F = 726 \cdot 10^{-9} s = 726 ns \quad (5.17)$$

Náhradní přenosová funkce čidla proudu je

$$W_{ocI}(p) = \frac{K_{ocI}}{T_{fI} p + 1} = \frac{8,33 \cdot 10^{-3}}{726 \cdot 10^{-9} p + 1} \quad (5.18)$$

Ve schématu regulační smyčky proudu, obr. 5.3, je v bloku *Transfer Fcn13* pro zjednodušení přenosu přivedena součtová časová konstanta $T_{el} \cong T_{PPWM}$.



Obr. 5.3: Simulační schéma vnitřní regulační smyčky proudu sestavené v Matlabu.

V příloze obr. A.11 na straně 82 jsou průběhy simulace, kde v čase $0,05 \text{ ms}$ došlo k změně žádaného proudu z 90 A na 50 A , a v čase $0,1 \text{ ms}$ došlo k zvětšení odporu zátěže, což zvýšilo výstupní napětí, při nezměněném výstupním proudu. Vlastnosti simulovaného modelu korespondují s realitou. Po těchto výsledcích je možné prohlásit model regulační smyčky proudu za důvěryhodný.

5.2.3 Identifikace parametrů vnější regulační smyčky výkonu

Pro vytvoření simulačního modelu vnější regulační smyčky je potřeba vypočítat PI parametry regulátoru a přenos snímače výkonu. Přenos uzavřené regulované smyčky proudu je ze vztahů 5.16, 5.3 a 5.14 následující

$$W_{krt,zam}(p) = \frac{1/K_{ocI}}{T_{krt} p + 1} = \frac{1/8,33 \cdot 10^{-3}}{16 \cdot 10^{-6} p + 1} \quad (5.19)$$

kde $T_{krt} = T_{PPWM} + T_{el}$.

Přenosová funkce snímače výkonu

Statické zesílení je určeno z poměru maximální hodnoty žádané veličiny výkonu k maximálnímu výstupnímu výkonu měniče určeného vztahem 5.20.

$$P_{max} = I_n \cdot U_{out} = I_n \cdot U_{bat} \cdot \frac{f_{PWM}^{-1} - (2 \cdot t_d)}{f_{PWM}^{-1}} \cdot s_{max} =$$

$$120 \text{ A} \cdot 43 \text{ V} \cdot \frac{(118 \cdot 10^3 \text{ Hz})^{-1} - (2 \cdot 450^{-9} \text{ s})}{(118 \cdot 10^3 \text{ Hz})^{-1}} \cdot 0,9 = 4151 \text{ W} \quad (5.20)$$

$$K_{ocP} = \frac{U_{P_{ref,max}}}{P_{max}} = \frac{4 \text{ V}}{4151 \text{ W}} = 9,64 \cdot 10^{-4} \text{ A}^{-1} \quad (5.21)$$

Časová konstanta snímače výkonu je určena z filtračního RC článku R19, C23.

$$T_{fP} = R_{19} \cdot C_{23} = 100 \cdot 10^3 \Omega \cdot 1^{-9} \text{ F} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ s} = 0,1 \text{ ms} \quad (5.22)$$

Náhradní přenosová funkce snímače výkonu je

$$W_{ocP}(p) = \frac{K_{ocP}}{T_{fP} p + 1} = \frac{9,64 \cdot 10^{-4}}{1 \cdot 10^{-4} p + 1} \quad (5.23)$$

Výpočet parametrů PI regulátoru

Pro zjednodušení návrhu regulátoru soustavy bude použita metoda linearizace, a to v pracovním bodě maximálního výkonu $P_{max} \cong 4200 \text{ W}$. Důvodem je efektivita přenosu energie. [13]

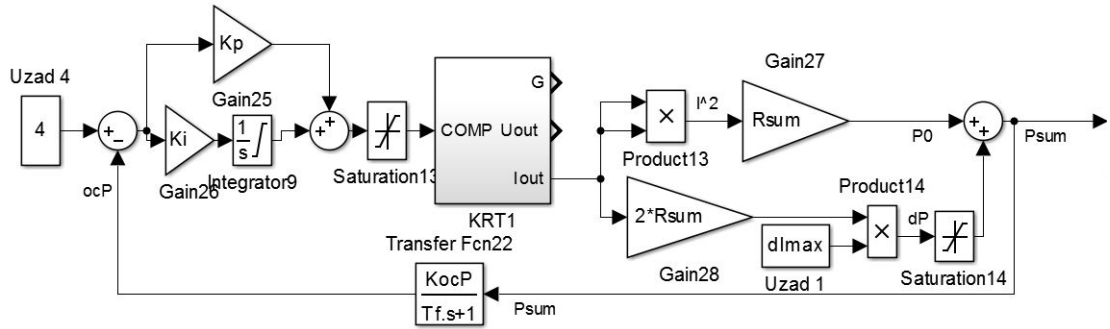
Linearizační člen vychází z průběhu proudu, ve kterém se nachází střední stejnosměrná I_0 i střídavá složka $\Delta i(t)$ popsaná následující rovnicí 5.24, kde poslední člen můžeme pro výpočet zanedbat z důvodu jeho malé hodnoty.

$$p(t) = R \cdot i^2(t) = R \cdot (I_0 + \Delta i(t))^2 = R \cdot I_0^2 + 2 \cdot R \cdot \Delta i(t) \cdot I_0 + R \cdot \Delta i^2(t) \quad (5.24)$$

Přenos linearizačního členu

$$W_{lin}(p) = \frac{P_{max}}{I_n} + 2 \frac{P_{max}}{I_n^2} \cdot \Delta i = \frac{P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i}{I_n^2} \quad (5.25)$$

Následující blokové schéma obr. 5.4 zobrazuje uzavřenou regulační smyčku výkonu vytvořenou pro výpočet parametrů PI regulátoru. Hodnota zvlnění proudu Δi rovna dI_{max} bloku *Uzad 1* na obr. 5.4 je 20 A, což vychází z volby zvlnění svařovacího proudu při návrhu výstupní tlumivky, kapitola 4.5 [5].



Obr. 5.4: Blokové schéma vnější regulační smyčky výkonu sestavené v Matlabu.

Pro návrh regulátoru bude použita metoda standardních lineárních tvarů a rozložení kořenů charakteristického polynomu. Rozdělením kořenů charakteristického polynomu syntetizovaného systému je možné poskytnout požadovanou (monotónní nebo oscilační) formu přechodových jevů a také specifikovanou rychlost přeběhu. Metoda předpokládá absenci konečných nul přenosové funkce, která ovlivňuje formu procesů, například pokud jsou všechny koeficienty čitatele kladné, vede ke zvýšení překmitu. Pokud jsou všechny kořeny charakteristického polynomu systému násobné a rovnají se určitému zápornému reálnému číslu, přechodová charakteristika má monotónní (aperiodický) charakter. [14]

Z blokového schématu obr. 5.4 je zapsán přenos uzavřené smyčky výkonu vztah 5.27. Pro použití této metody bylo zapotřebí charakteristický polynom upravit na tvar odpovídající níže uvedeného nominálního (požadovaného) polynomu, tzn. první koeficient roven jedné a poslední bude roven střednímu geometrickému kořenu umocněnému na řád polynomu Ω^n . Nominální polynom se považuje za stabilní, protože

jsou všechny jeho koeficienty kladné. [14]

$$N(p) = \prod_{i=1}^n (p - p_i^*) = p^n + A_{n-1}\Omega p^{n-1} + \dots + A_1\Omega^{n-1}p + \Omega^n, \quad (5.26)$$

kde p_i^* je požadovaný kořen charakteristické rovnice syntetizovaného systému $D(p) = 0$; $\Omega = \sqrt[n]{|\prod_{i=1}^n p_i^*|}$ je střední geometrický kořen charakteristické rovnice, kladná hodnota. [14]

$$\begin{aligned} W_{KPM,zam}(p) &= \frac{W_{PK}(p)}{1 + W_{PK}(p) \cdot W_{OC}(p)} = \frac{W_{PM}(p) \cdot W_{krt,zam}(p) \cdot W_{lin}(p)}{1 + W_{PM}(p) \cdot W_{krt,zam}(p) \cdot W_{lin}(p) \cdot W_{ocP}(p)} = \\ &= \frac{\frac{K_P}{p} + K_I \cdot \frac{1/K_{ocI}}{T_{krt} p + 1} \cdot \left(\frac{P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i}{I_n^2} \right)}{1 + \frac{K_P}{p} + K_I \cdot \frac{1/K_{ocI}}{T_{krt} p + 1} \cdot \left(\frac{P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i}{I_n^2} \right) \cdot \frac{K_{ocP}}{T_{fP} p + 1}} = \left| \cdot \frac{p(T_{krt} p + 1)(T_{fP} p + 1)}{p(T_{krt} p + 1)(T_{fP} p + 1)} \right. \\ &= \frac{(K_P p + K_I) \cdot \frac{1}{K_{ocI}} \cdot \left(\frac{P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i}{I_n^2} \right)}{p(T_{krt} p + 1)(T_{fP} p + 1) + (K_P p + K_I) \cdot \frac{K_{ocP}}{K_{ocI}} \cdot \left(\frac{P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i}{I_n^2} \right)} = \\ &= \frac{(K_P p + K_I) \cdot \frac{1}{K_{ocI}} \cdot \left(\frac{P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i}{I_n^2} \right)}{T_{krt} \cdot T_{fP} p^3 + T_{krt} p^2 + T_{fP} p^2 + p + \frac{K_P \cdot (P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i) \cdot K_{ocP}}{K_{ocI} \cdot I_n^2} p + \frac{K_I \cdot (P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i) \cdot K_{ocP}}{K_{ocI} \cdot I_n^2}} \cdot \frac{(T_{krt} \cdot T_{fP})^{-1}}{(T_{krt} \cdot T_{fP})^{-1}} \\ &= \frac{(K_P p + K_I) \cdot \frac{1}{K_{ocI}} \cdot \left(\frac{P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i}{I_n^2} \right) \cdot \frac{1}{T_{krt} \cdot T_{fP}}}{p^3 + p^2 \left(\frac{1}{T_{fP}} + \frac{1}{T_{krt}} \right) + p \left(\frac{1}{T_{krt} \cdot T_{fP}} + \frac{K_P \cdot (P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i) \cdot K_{ocP}}{K_{ocI} \cdot I_n^2 \cdot T_{krt} \cdot T_{fP}} \right) + \frac{K_I \cdot (P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i) \cdot K_{ocP}}{K_{ocI} \cdot I_n^2 \cdot T_{krt} \cdot T_{fP}}} = \frac{G(p)}{D(p)} \end{aligned} \quad (5.27)$$

Porovnáním upraveného charakteristického polynomu s nominálním polynomem 3. řádu 5.28 byly vyjádřeny rovnice pro nalezení neznámých parametrů PI regulátoru.

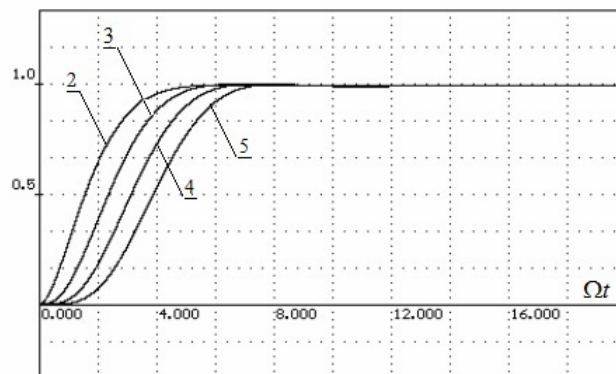
$$\begin{aligned} D(p) &= N(p) \\ p^3 + \frac{T_{fP} + T_{krt}}{T_{fP} \cdot T_{krt}} p^2 + \frac{K_{ocI} \cdot I_n^2 + K_P \cdot (P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i) \cdot K_{ocP}}{K_{ocI} \cdot I_n^2 \cdot T_{krt} \cdot T_{fP}} p + \frac{K_I \cdot (P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i) \cdot K_{ocP}}{K_{ocI} \cdot I_n^2 \cdot T_{krt} \cdot T_{fP}} &= \\ &= p^3 + A_2 \Omega p^2 + A_1 \Omega^2 p + \Omega^3 \end{aligned} \quad (5.28)$$

$$\frac{K_{ocI} \cdot I_n^2 + K_P \cdot (P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i) \cdot K_{ocP}}{K_{ocI} \cdot I_n^2 \cdot T_{krt} \cdot T_{fP}} = A_1 \Omega^2 \Rightarrow K_P = \dots \quad (5.29)$$

$$\frac{K_I \cdot (P_{max} \cdot I_n + 2 \cdot P_{max} \cdot \Delta i) \cdot K_{ocP}}{K_{ocI} \cdot I_n^2 \cdot T_{krt} \cdot T_{fP}} = \Omega^3 \Rightarrow K_I = \dots \quad (5.30)$$

Struktura systému se zpětnou vazbou umožňuje zadat střední geometrický kořen Ω a tvarové koeficienty A_{n-1}, \dots, A_1 , čím se zajistí dříve normalizované přechodové jevy. Tvarové koeficienty A_{n-1}, \dots, A_1 určují ukazatele kvality přechodného jevu, a to přeregulování, počet oscilací atd. V současné době bylo odvozeno několik standardních lineárních forem, které poskytují požadované rozložení kořenů charakteristického polynomu v komplexní rovině. Tvarové koeficienty byly přiděleny

podle standardního lineárního tvaru dle Bessela, protože reakce takového systému na jednotkový skok praktický nemá oscilační charakter. Přitom zajišťuje dostatečně malý čas přechodového děje. Na obr. 5.5 jsou zobrazeny přechodové charakteristiky uzavřené smyčky podle Bessela systémů do 5 řádu. [14]



Obr. 5.5: Přechodové jevy při nastavení dle Bessela, převzato z [14].

Tab. 5.1: Koeficienty char. polynomu při standardním lineárním tvaru dle Bessela.

řád polynomu n	A_4	A_3	A_2	A_1
2	-	-	-	1,73
3	-	-	2,43	2,47
4	-	3,12	4,39	3,2
5	3,81	6,78	6,89	3,94

Z tab. 5.1 byly vybrány standardní koeficienty $A_1 = 2,47$ a $A_2 = 2,43$ pro 3. řád polynomu a následně byla určena hodnota středního geometrického kořene, který nepřímo určuje rychlost syntetizovaného systému. Je možné ho zvolit v závislosti na rychlosti regulační smyčky proudu, nebo též vypočíst ze vztahu 5.28, tedy třetího členu p^2 . [14]

$$\frac{T_{fP} + T_{krt}}{T_{fP} \cdot T_{krt}} = A_2 \Omega \Rightarrow \Omega = \frac{\frac{T_{fP} + T_{krt}}{T_{fP} \cdot T_{krt}}}{A_2} = \frac{\frac{1 \cdot 10^{-4} \text{ s} + 16 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{1 \cdot 10^{-4} \text{ s} \cdot 16 \cdot 10^{-6} \text{ s}}}{2,43} = 29835 \text{ s}^{-1} \quad (5.31)$$

Neznámé parametry K_P a K_I ze vztahů 5.29 a 5.30 jsou vypočteny následovně

$$K_P = \frac{A_1 \cdot \Omega^2 \cdot K_{ocI} \cdot I_n^2 \cdot T_{krt} \cdot T_{fP} - K_{ocI} \cdot I_n^2}{(P_{max} \cdot I_n + 2P_{max} \Delta i) \cdot K_{ocP}} =$$

$$= \frac{2,47 \cdot (29835 \text{ s}^{-1})^2 \cdot 8,33 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot (120 \text{ A})^2 \cdot 16 \cdot 10^{-6} \text{ s} \cdot 1 \cdot 10^{-4} \text{ s} - 8,33 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot (120 \text{ A})^2}{(4151 \text{ W} \cdot 120 \text{ A} + 2 \cdot 4151 \text{ W} \cdot 20 \text{ A}) \cdot 9,64 \cdot 10^{-4} \text{ A}^{-1}} = 0,472 \quad (5.32)$$

$$K_I = \frac{\Omega^3 \cdot K_{ocI} \cdot I_n^2 \cdot T_{krt} \cdot T_{fP}}{(P_{max} \cdot I_n + 2P_{max} \Delta i) \cdot K_{ocP}} =$$

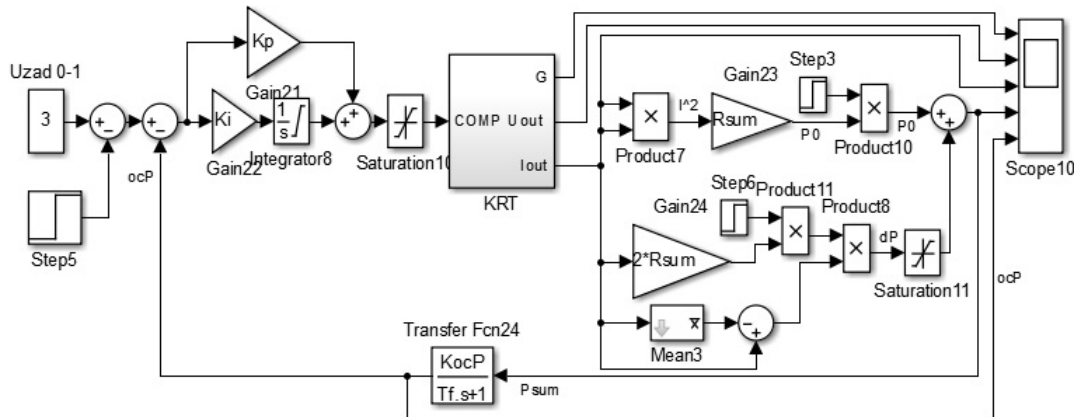
$$= \frac{(148188 \text{ s}^{-1})^3 \cdot 8,33 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot 120 \text{ A} \cdot 4,24 \cdot 10^{-6} \text{ s} \cdot 1 \cdot 10^{-4} \text{ s}}{(4151 \text{ W} \cdot 120 \text{ A} + 2 \cdot 4151 \text{ W} \cdot 20 \text{ A}) \cdot 9,64 \cdot 10^{-4} \text{ A}^{-1}} = 7967 \text{ s}^{-1} \quad (5.33)$$

Přenosová funkce regulátoru výkonu 5.34 obsahuje malé proporcionální zesílení, což poukazuje na silné tlumení a pomalejší odezvu. Velká hodnota integrační časové konstanty zabezpečuje přesnost.

$$W_{PM}(p) = \frac{K_P}{K_I p + 1} = \frac{0,472}{7967 p + 1} \quad (5.34)$$

Součástky PI regulátoru výkonu R22, R23 a C25 se opětovně vypočítají s novými hodnotami K_I a K_P , pomocí vztahu 3.3 a 3.4 na straně 26. Přitom rezistor R22 má novou zvolenou hodnotu 12k a vypočtené hodnoty jsou pro součástky $R_{23} = 27k$ a $C_{25} = 10 \text{ n}$.

Dále byly vypočteny parametry PI regulátoru výkonu použité v simulačním modelu uzavřené smyčky obr. 5.6, který je určen pro simulaci s různou zátěží, reprezentované blokem R_{sum} a blokem násobení.



Obr. 5.6: Blokové schéma vnější regulační smyčky výkonu sestavené v Matlabu.

V příloze obr. A.12 na straně 83 je možné pozorovat průběhy simulace, při změně žádaného výkonu v čase 0,4 ms, kdy poklesl výstupní proud i napětí, a změně zátěže v čase 0,8 ms, kdy výstupní výkon zůstal stejný, zvýšilo se výstupní napětí a poklesl výstupní proud. Průběhy byly simulované při vypočteném středním geometrickém kořenu $\Omega = 29835 \text{ s}^{-1}$.

Dále obr. A.13 zobrazuje průběhy simulace se změnami ve stejných časech jako obr. A.12, ale při nastavení regulátoru výkonu na $\Omega = 105000 \text{ s}^{-1}$, kde tato hodnota je o řád nižší, 10x, než rychlost smyčky proudu - podřazená smyčka. Přitom byly vypočteny parametry regulátoru $K_P = 1,95$ a $K_I = 90768 \text{ s}^{-1}$.

6 NABÍJEČKA AKUMULÁTORU SVÁŘEČKY

Akumulátor svářečky se má dle doporučení diplomové práce [5], kapitoly 4.1.2 Nabíjení, na straně 18, nabíjet metodou konstantního proudu a následně konstantního napětí. Přitom napětí plně nabitého akumulátoru je 43,2 V a plně vybitého 31,2 V. Maximální nabíjecí proud je 10 A. Těmito parametry akumulátoru jsou určeny výstupní parametry nabíjecího zdroje.

6.1 Výběr topologie zdroje

Z různých topologií spínaných měničů byly preferovány jednočinný a blokuující měnič, oba s použitím impulzního transformátoru. Výhody, nevýhody a vhodnost použití jednotlivých měničů je výstižně popsána v kapitole 23, Porovnání propustných měničů [15].

Nástup nového materiálu, karbidu křemíku (SiC), ze kterého se vyrábí silové spínací prvky, umožňuje použití i blokujících měničů k přenášení výkonu až několik set wattů. Velkou výhodou MOSFET tranzistorů vyrobených z materiálu SiC je velké průrazné napětí v kombinaci s nízkým odporem v zapnutém stavu a krátkými přepínacími časy. To umožňuje zkonstruovat menší, lehčí a efektivnější spínané měniče. Proto byla vybrána topologie blokujícího měniče [11].

6.2 Dimenzování součástek

Základní schéma vychází z testovací verze zdroje, která byla na našem ústavu před mnoha lety vypracována, pro ověření teoretických předpokladů a možnosti použití této topologie v oblasti vyšších výkonů. Schémata tohoto měniče upravená na nabíječku jsou uvedena v přílohách B.1 a B.2 na str. 86 - 87.

6.2.1 Výpočet hlavního transformátoru

Jádro hlavního transformátoru bylo vybráno typu *ETD* 4917, tedy dvojdílné pro vytvoření vzduchové mezery. Efektivní plocha průřezu jádra je $A_e = 211 \text{ mm}^2$, střední délka siločáry je $L_e = 114 \text{ mm}$ a relativní permeabilita jádra je 2100, pro materiál CF136. Byla zvolena spínací frekvence 100 kHz s maximální střídou 0,35 a zdvihem sycení maximálně 0,2 T. Nasledují výpočty primárního a sekundárního vinutí transformátoru. [11, 15]

Počet závitů primárního vinutí

$$N_1 = \frac{U_{dc} \cdot s}{f \cdot \Delta B \cdot A_e} = \frac{325 \text{ V} \cdot 0,35}{1 \cdot 10^5 \text{ Hz} \cdot 0,2 \text{ T} \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2} = 26,9 \approx 27 \text{ zav.}, \quad (6.1)$$

přítom velikost napětí $U_{dc} = 325 \text{ V}$ je při indukčnosti $B_{max} = 0,4 \text{ T}$; tzn. $2 \times \Delta B$.

Počet závitů sekundárního vinutí

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_{out}}{U_{dc}} \cdot \frac{1-s}{s} = 27 \cdot \frac{43,2 \text{ V}}{325 \text{ V}} \cdot \frac{1-0,35}{0,35} = 6,7 \approx 7 \text{ zav.} \quad (6.2)$$

Efektivní proud tekoucí primárním vinutím

$$I_{1ef} = \frac{U_{out} \cdot I_{out}}{U_{dc} \cdot s} \cdot k = \frac{43,2 \text{ V} \cdot 10 \text{ A}}{325 \text{ V} \cdot 0,35} \cdot 1,05 = 3,99 \text{ A}, \quad (6.3)$$

kde k je koeficient zohledňující šikmý tvar pulzu zvlnění proudu.

Průřez vodiče primárního vinutí při proudové hustotě 3 A/mm^2

$$S_{Cu1} = \frac{I_{1ef}}{\sigma} = \frac{3,99 \text{ A}}{3 \text{ A/mm}^2} = 1,33 \text{ mm}^2 \quad (6.4)$$

Efektivní proud tekoucí sekundárním vinutím

$$I_{2ef} = I_{out} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-s}} \cdot k = 10 \text{ A} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-0,35}} \cdot 1,05 = 13,02 \text{ A} \quad (6.5)$$

Průřez vodiče sekundárního vinutí při proudové hustotě 3 A/mm^2

$$S_{Cu2} = \frac{I_{2ef}}{\sigma} = \frac{13,02 \text{ A}}{3 \text{ A/mm}^2} = 4,342 \text{ mm}^2 \quad (6.6)$$

Pro primární vinutí byl použit svazkový vodič $20 \times 0,2 \text{ mm}$, který byl vinut ve dvou svazcích zároveň. Pro sekundární vinutí byl použit svazkový vodič $512 \times 0,1 \text{ mm}$. Nejprve byla na kostru cívky navinuta polovina primárního vinutí, potom celé sekundární vinutí a následně druhá polovina primárního vinutí. Nakonec pomocné vinutí, a to svazkovým vodičem $10 \times 0,1 \text{ mm}$ se stejným počtem závitů jako má primární vinutí. To z důvodu vytvoření stejně velkého napětí jako je na vinutím primárním. Primární i pomocné vinutí bylo vinuto ve stejném směru a sekundární v opačném. Mezi jednotlivými vinutími byla vložena izolace ve formě vrstev kaptonové pásky.

Vzduchová mezera byla vypočtena pomocí následujícího vztahu 6.8. Do bočních sloupků byl vložen izolační papír v tolika vrstvách, aby jejich tloušťka odpovídala poloviční vypočtené tloušťce vzduchové mezery. Vzduchová mezera byla prakticky dostavena za pomoci LC metru na vypočtenou potřebnou indukčnost primárního vinutí, vztah 6.9. Následně byla vzduchová mezera mechanicky zpevněna vteřinovým lepidlem v oblasti vložených vrstev izolačního papíru a dvě poloviny jádra byla po obvodu oplepena mylarovou izolační páskou.

$$I_{\mu 1, max} = \frac{2 \cdot U_{out} \cdot I_{out}}{U_{dc} \cdot s} = \frac{2 \cdot 43,2 \text{ V} \cdot 10 \text{ A}}{325 \text{ V} \cdot 0,35} = 7,6 \text{ A} \quad (6.7)$$

$$l_v = \frac{N_1 \cdot \mu_0 \cdot I_{\mu 1, max}}{B_{max}} - \frac{L_e}{\mu_{r, Fe}} = \frac{27 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 7,6 \text{ A}}{0,4 \text{ T}} - \frac{0,114 \text{ m}}{2100} = 0,6 \text{ mm} \quad (6.8)$$

$$L_{hl, tr} = U_{dc} \frac{dt}{dI} = \frac{U_{dc} \cdot s \cdot f^{-1}}{2 \cdot \frac{U_{out} \cdot I_{out}}{U_{dc} \cdot s}} = \frac{325 \text{ V} \cdot 0,35 \cdot (1 \cdot 10^5 \text{ Hz})^{-1}}{2 \cdot \frac{43,2 \text{ V} \cdot 10 \text{ A}}{325 \text{ V} \cdot 0,35}} = 150 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.9)$$

6.2.2 Výpočet resetovací tlumivky

Tlumivka L_1 spolu s kondenzátorem C_{12} tvoří resetovací obvod, kde indukčnost je vypočtena podle Thomsonova vztahu 6.10. Aby si tlumivka zachovala svoji hodnotu indukčnosti, je ve výpočtu třeba uvažovat vyšší rezonanční frekvenci, např. pětkrát. Proud tekoucí závity tlumivky má harmonický charakter, a proto je jeho maximální a efektivní hodnotu možno vypočítat dle následujících vztahů 6.11 a 6.12.

$$f_r = 5 \cdot f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow L_1 = \frac{\left(\frac{1}{f_r \cdot 2\pi}\right)^2}{C_{12}} = \frac{\left(\frac{1}{5 \cdot 1.10^5 \text{ Hz} \cdot 2\pi}\right)^2}{1.10^{-9} \text{ F}} = 101 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.10)$$

$$I_{C_{12},max} = 2\pi \cdot f_r \cdot C_{12} \cdot U_{C_{12}} = 2\pi \cdot 5 \cdot 1.10^5 \text{ Hz} \cdot 1.10^{-9} \text{ F} \cdot 325 \text{ V} = 1,02 \text{ A}, \quad (6.11)$$

kde $U_{C_{12}}$ je rovné $U_{dc} = 325 \text{ V}$.

$$I_{ef} = \frac{I_{C_{12},max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{t_{on}}{T}} = \frac{I_{C_{12},max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\frac{1}{2f_r}}{\frac{1}{f}}} = \frac{1,02 \text{ A}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\frac{1}{2 \cdot 5 \cdot 1.10^5 \text{ Hz}}}{\frac{1}{1.10^5 \text{ Hz}}}} = 0,23 \text{ A} \quad (6.12)$$

Průřez vodiče vinutí tlumivky při proudové hustotě 2 A/mm^2 je

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} = \frac{0,23 \text{ A}}{2 \text{ A/mm}^2} = 0,115 \text{ mm}^2 \quad (6.13)$$

Pro vinutí tlumivky bude použit svazkový vodič $10 \times 0,1 \text{ mm}$, který bude vinut ve dvou svazcích zároveň. Pro výpočet počtu závitů resetovací tlumivky bylo vybráno jádro typu $E1605$ s průřezem jádra $A_e = 20,1 \text{ mm}^2$, střední délkou siločáry $L_e = 37,6 \text{ mm}$ a relativní permeabilitou materiálu CF136 2100, při zvoleném nízkém sycení $0,1 \text{ T}$.

$$N_{L_1} = \frac{L_1 \cdot I_{C_{12},max}}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{101 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot 1,02 \text{ A}}{0,1 \text{ T} \cdot 20,1 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2} = 51,4 \approx 52 \text{ záv.} \quad (6.14)$$

Plocha okna u vybraného jádra tlumivky $E1605$ je přibližně 25 mm^2 . Při vypočteném počtu 52 závitů a s uvažovaným svazkovým vodičem, je zaplněna plocha okna mědi $S_{oCu} = 8 \text{ mm}^2$. Zvolená velikost tlumivky je tedy dostatečně velká s ohledem na svazkový vodič i jeho izolaci, a nemusí se měnit.

$$S_{oCu} = 2 \cdot S_{10 \times 0,1 \text{ mm}} \cdot N_{L_1} = 2 \cdot \frac{10 \cdot 0,1^2 \cdot \pi}{4} \cdot 52 = 8,11 \text{ mm}^2 \quad (6.15)$$

Vzduchová mezera byla vypočtena pomocí vztahu 6.16. Vytvoření vzduchové mezery je potom obdobné jako u hlavního transformátoru. Taktéž s ověřením hodnoty podle 6.10 pomocí LC metru.

$$l_{v,L_1} = \frac{N_{L_1} \cdot \mu_0 \cdot I_{C_{12},max}}{B_{max}} - \frac{L_e}{\mu_{r,Fe}} = \frac{52 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,02 \text{ A}}{0,1 \text{ T}} - \frac{0,0376 \text{ m}}{2100} = 0,651 \text{ mm} \quad (6.16)$$

6.2.3 Výpočet proudového transformátoru

Nejprve bylo vybráno toroidní jádro typu $T1305$, s vnitřním průměrem $B = 7 \text{ mm}$, vnějším $A = 13 \text{ mm}$ a výškou $C = 5 \text{ mm}$. Ze vztahu 6.3, kde je vypočtena velikost efektivního proudu primárním vinutím, lze odvodit velikost maximální hodnoty, přibližně dvojnásobnou, tedy asi 8 A . Pro výpočet sekundárního vinutí je potřebné určit maximální velikost proudu sekundárním vinutím, při kterém je na vstupu 3, I_{sense} , obvodu $UC3845$ napětí 1 V . Před tímto vstupem je napěťový dělič tvořený rezistory $R2$ a $R3$, s převodem $2,5 \text{ k } 1$, proto hraniční napětí je vyšší, $2,5 \text{ V}$. Toto zvýšené napětí musí být rovno úbytku napětí na rezistoru $R4$, které vyvolá právě maximální hodnota sekundárního proudu. Schéma B.1 na str. 86. [16, 17]

$$N_{3,TR2} = \frac{2 \cdot I_{1ef}}{\frac{U_{R4}}{R4}} = \frac{2 \cdot 3,99 \text{ A}}{\frac{2,5 \text{ V}}{15 \Omega}} = 47,9 \approx 48 \text{ záv.} \quad (6.17)$$

Průřez a průměr vodiče sekundárního vinutí při proudové hustotě 3 A/mm^2 je

$$S_{Cu,TR2} = \frac{I_{1ef}}{\frac{N_{3,TR2}}{\sigma}} = \frac{3,99 \text{ A}}{3 \text{ A/mm}^2} = 0,028 \text{ mm}^2 \quad (6.18)$$

$$d_{Cu,TR2} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu,TR2}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,028 \text{ mm}^2}{\pi}} = 0,19 \text{ mm} \quad (6.19)$$

Maximální počet průvleků sekundárního vinutí, zvoleným lakovaným vodičem o průměru $0,3 \text{ mm}$, přes toroidní prstenec lze přibližně stanovit podle vztahu

$$N_{3,TR2,max} = \frac{O_{TR2,C}}{d_{Cu,TR2}} \cdot k_{pcu} = \frac{7 \text{ mm} \cdot \pi}{0,3 \text{ mm}} \cdot 0,8 = 58,6 \approx 58 \text{ záv.} \quad (6.20)$$

kde $O_{TR2,C}$ je vypočtený vnitřní obvod prstence, koeficient k_{pcu} je činitel vodiče, zohledňující tloušťku laku vodiče.

Ze vztahu 6.20 je patrné, že rezerva v počtu závitů je dostatečná, což umožní případné doplnění průvleků. Na toroidní prstenec $T1305$ bylo navinuto vypočtených 48 závitů a rozprostřeno plynule po celém obvodu. Jedno provlečení primárního a pomocného vinutí hlavního transformátoru je řešeno pevným vodičem o průřezu $2,5 \text{ mm}^2$ s elektrickou izolací.

6.2.4 Výpočet pomocného zdroje

Pomocný zdroj je vytvořen pomocí integrovaného PWM kontroléru $VIPER06Hx$ v topologii blokujícího měniče. Z katalogového listu byla zjištěna hodnota vnitřní fixní spínací frekvence $f = 115 \text{ kHz}$ a maximální výkon přenášený kontrolérem byl zvolen na 3 W , bez použití přídavného chladiče. [18] Dále bylo zvoleno stejné jádro jako u odlehčovací tlumivky, tedy $E1605$, maximální střída $0,25$ a zdvih sycení maximálně

0,2 T. Výstupní napětí pomocného zdroje bylo zvoleno 27 V s ohledem na rozsah vstupního signálu hradla výkonového SiC tranzistoru. Ten pracuje s napětím na hradle v rozsahu -5 až 25 V. [20] Výpočet transformátoru pomocného zdroje je obdobný jako hlavního a vychází z [15].

Počet závitů primárního a sekundárního vinutí

$$N_{1,PZ} = \frac{U_{dc} \cdot s}{f \cdot \Delta B \cdot A_e} = \frac{325 \text{ V} \cdot 0,25}{1,15 \cdot 10^5 \text{ Hz} \cdot 0,2 \text{ T} \cdot 2,01 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2} = 175,8 \approx 176 \text{ záv.}, \quad (6.21)$$

$$N_{2,PZ} = N_1 \cdot \frac{U_{out}}{U_{dc}} \cdot \frac{1-s}{s} = 176 \cdot \frac{27 \text{ V}}{325 \text{ V}} \cdot \frac{1-0,25}{0,25} = 44,8 \approx 45 \text{ záv.} \quad (6.22)$$

Efektivní hodnota proudu tekoucího primárním a sekundárním vinutím

$$I_{1ef,PZ} = \frac{P_{out}}{U_{dc} \cdot s} = \frac{3 \text{ W}}{325 \text{ V} \cdot 0,25} = 0,037 \text{ A}, \quad (6.23)$$

$$I_{2ef,PZ} = I_{out} \cdot \sqrt{1-s} = \frac{3 \text{ W}}{27 \text{ V}} \cdot \sqrt{1-0,25} = 0,101 \text{ A} \quad (6.24)$$

Průřezy a průměry vodičů primárního a sekundárního vinutí pomocného transformátoru při proudové hustotě 5 A/mm^2 je

$$S_{Cu1,PZ} = \frac{I_{1ef,PZ}}{\sigma} = \frac{0,037 \text{ A}}{5 \text{ A/mm}^2} = 0,0074 \text{ mm}^2 \Rightarrow d_{Cu1,PZ} = 0,098 \text{ mm} \quad (6.25)$$

$$S_{Cu2,PZ} = \frac{I_{2ef,PZ}}{\sigma} = \frac{0,101 \text{ A}}{5 \text{ A/mm}^2} = 0,0202 \text{ mm}^2 \Rightarrow d_{Cu2,PZ} = 0,16 \text{ mm} \quad (6.26)$$

Pro primární vinutí byl zvolen lakovaný vodič s průměrem $0,15 \text{ mm}$ a pro sekundární vinutí $0,20 \text{ mm}$. Mezi tato dvě vinutí bylo třeba vložit dostatečné množství elektrické izolace, tedy izolační pásy a smršťovací fólie, a to hlavně v okrajích kostry, kde prochází konce primárního vinutí blízko sekundárního. Nakonec byla vypočtena potřebná vzduchová mezera a dostavená pomocí měření indukčnosti LC metrem.

$$l_{v,PZ} = \frac{N_{1,PZ} \cdot \mu_0 \cdot I_{1ef,PZ}}{B_{max}} - \frac{L_e}{\mu_{r,Fe}} = \frac{176 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,037 \text{ A}}{0,2 \text{ T}} - \frac{0,0376 \text{ m}}{2100} = 0,023 \text{ mm} \quad (6.27)$$

$$L_{PZ} = U_{dc} \frac{dt}{dI} = \frac{U_{dc} \cdot s \cdot f^{-1}}{2 \cdot \frac{P_{out}}{U_{dc} \cdot s}} = \frac{325 \text{ V} \cdot 0,25 \cdot (1,15 \cdot 10^5 \text{ Hz})^{-1}}{2 \cdot \frac{3 \text{ W}}{325 \text{ V} \cdot 0,25}} = 9,57 \text{ mH} \quad (6.28)$$

Pro PWM kontrolér *VIPER06Hx* bylo dále třeba navrhnout napěťovou zpětnou vazbu pro výstup 27 V a ohraničující proud výkonovým spínačem integrovaném v kontroléru na $0,3 \text{ A}$. Z grafu 14. I_{Dlim} vs R_{lim} katalogového listu *VIPER06Hx* [18] byl zvolen rezistor $R_{25} = 22 \text{ k}$ pro ohraničující proud $0,85 \times I_{Dlim}$, kde $I_{Dlim} = 0,35 \text{ A}$. Přiváděná napěťová zpětná vazba je porovnávána s vnitřní referencí $3,3 \text{ V}$. Pro úpravu napěťového signálu z výstupu na vstup 4 *FB* obvodu *VIPER06Hx* byl navržen napěťový dělič s rezistory R_{26} a R_{27} se zvoleným pracovním proudem 1 mA .

$$\frac{R_{26}}{R_{27}} = \frac{\frac{27 \text{ V} - 3,3 \text{ V}}{1 \text{ mA}}}{\frac{3,3 \text{ V}}{1 \text{ mA}}} \Rightarrow R_{26} = 23700 \Omega \approx 24 \text{ k}; \quad R_{27} = 3300 \Omega = 3 \text{ k} \quad (6.29)$$

6.2.5 Výpočet výstupního filtru

Hodnoty indukčnosti a kapacity výstupního LC filtru jsou vypočteny pro předpokládané zvlnění $U_{zv} = 2 \text{ V}$, při spínací frekvenci 96 kHz , což plyne z použití topologie jednocestného usměrňovače. Při zjednodušení, že signál zvlnění je harmonický, lze určit impedanci a indukčnost cívky pro zvolené zvlnění proudu 1 % následovně

$$X_{L_3} = \frac{U_{zv}}{I_{out} \cdot 0,01} = \frac{2 \text{ V}}{10 \text{ A} \cdot 0,01} = 20 \text{ } \Omega \quad (6.30)$$

$$X_{L_3} = \omega \cdot L_3 \Rightarrow L_3 = \frac{X_{L_3}}{\omega} = \frac{20 \text{ } \Omega}{2\pi \cdot 96 \cdot 10^3 \text{ Hz}} = 33,2 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.31)$$

Tlumivka byla vyrobena následujícím způsobem. Byl vybrán toroidní žlutý prstenec se změřeným průřezem $S_{Fe} = 71,5 \text{ mm}^2$, na který byl navinut lakovaný drát o průměru $1,6 \text{ mm}$, tedy s průřezem 2 mm^2 . Průřez vychází ze zvolené proudové hustoty $\sigma = 5 \text{ A/mm}^2$. Nejprve bylo navinuto 5 závitů rovnoměrně rozprostřených po obvodu prstence a následně byla změřena LC metrem indukčnost vinutí $5 \text{ } \mu\text{H}$. Následovalo další navinutí závitů přes prstenec a opětovné měření LC metrem, a to až do okamžiku, kdy při 19 závitech byla změřena hodnota $33,9 \text{ } \mu\text{H}$, což je přibližně vypočtených $33,2 \text{ } \mu\text{H}$. Následující vztah ověřuje maximální sycení jádra při procházejícím proudu $10,1 \text{ A}$, které je vyhovující.

$$B_{L_3, \max} = \frac{L_3 \cdot I_{out, \max}}{N_{L_3} \cdot S_{Fe}} = \frac{33,9 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot 10,1 \text{ A}}{19 \text{ záv.} \cdot 7,15 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2} = 0,252 \text{ T} \quad (6.32)$$

Kondenzátor filtru byl vypočten dle Thomsonova vztahu při desetinové spínací frekvenci. Hodnota kapacity ale musí být mnohem větší než je vypočtená hodnota $8,11 \text{ } \mu\text{F}$. Proto byl vybrán elektrolytický kondenzátor $100 \text{ } \mu\text{F}$ s maximálním provozním napětím 100 V .

$$C_{15} \gg \frac{1}{4\pi^2 f_{sw}^2 \cdot L_3} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (9,6 \cdot 10^3 \text{ Hz})^2 \cdot 33,9 \text{ } \mu\text{H}} = 8,11 \text{ } \mu\text{F} \quad (6.33)$$

6.3 Oživení hlavního měniče

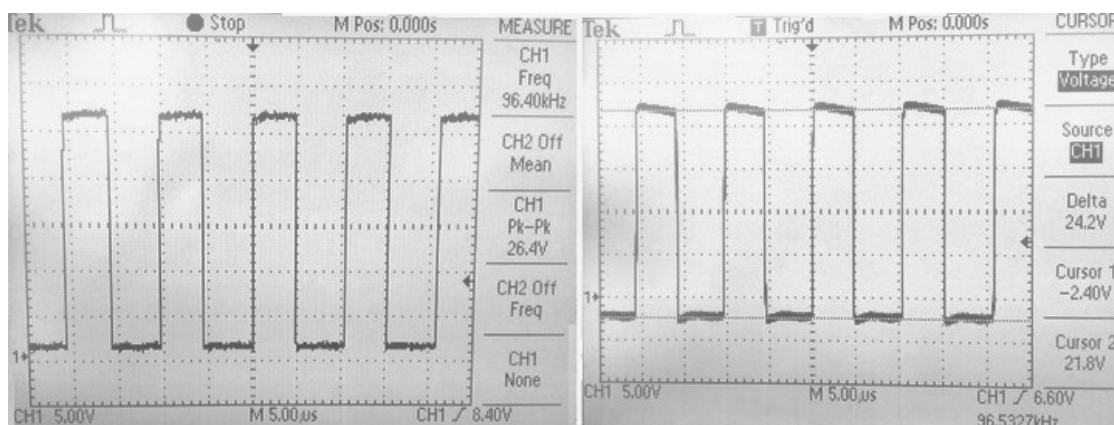
6.3.1 Nastavení budiče

Před laděním hlavního měniče, řízeného integrovaným obvodem $UC3845$, bylo třeba vypočítat hodnoty součástek R_1 a C_1 pro nastavení zvolené spínací frekvence 100 kHz , a to podle vztahu (3) katalogového listu obvodu [6], při zvoleném kondenzátoru $C_1 = 1 \text{ nF}$. Hodnota rezistoru R_1 nesmí být nižší než $5 \text{ k}\Omega$.

$$2 \cdot f_{sw} = \frac{1,72}{R_1 \cdot C_1} \Rightarrow R_1 = \frac{2 \cdot f_{sw} \cdot C_1}{1,72} = \frac{2 \cdot 1 \cdot 10^5 \text{ Hz} \cdot 1 \cdot 10^{-9} \text{ F}}{1,72} = 8600 \text{ } \Omega \approx 8 \text{ k}\Omega \quad (6.34)$$

První spuštění měniče bylo provedeno při nezatíženém výstupu *UC3845*, tzn. na výstupním pinu č. 6 *OUT* IC1 nebyl osazen rezistor $R_{15} = R_{on}$. Dále nebylo připojeno napájení měniče z pomocného zdroje a nebyla napájena ani silová část – primární vinutí, tato napětí byla přivedena z laboratorních zdrojů. Napětí 27 V bylo použito pro obvody hlavního měniče *UC3845* a napětí 16 V bylo přivedeno na optočlen OK2 pro simulaci zapojeného obvodu BMS akumulátoru, které je blíže popsáno v podkapitole 3.6.1 na straně 34. Pro vstupní LED optočlenu OK2 byl podle vztahu 6.35 vypočten předřadný rezistor R_{35} , kterým protéká proud 10 mA. Napětí na LED při tomto proudu je asi 1,4 V. Doporučený proud vstupní LED a úbytek na ní vychází z katalogového listu. [19]

$$R_{35} = \frac{16\text{ V} - 1,4\text{ V}}{10\text{ mA}} = 1460\ \Omega \approx 1k5 \quad (6.35)$$



Obr. 6.1: Signál PWM modulátoru vlevo, na hradle tranzistoru T1 vpravo.

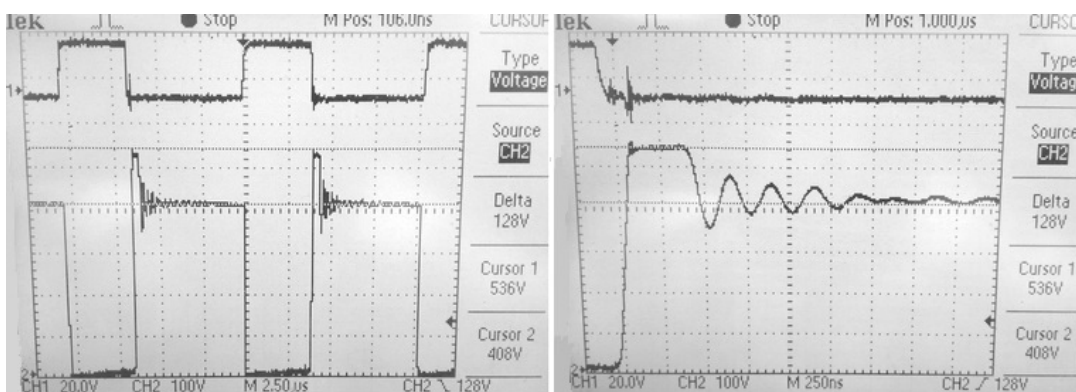
Obrázek 6.1 zobrazuje vlevo změřený výstup z IC1, pin 6, s frekvencí 95,3 kHz a napětím přibližně 26 V bez osazeného R_{on} . Vpravo je zobrazen signál na hradle výkonového spínače tranzistoru CMF20120, s osazeným $R_{15} = R_{on} = 2R_7$ a $R_{13} = R_{off} = 5R$. Hodnoty rezistorů byly voleny na základě katalogového listu tranzistoru T1. Pro dosažení většího záporného vybíjecího napětí na hradle T1 byla upravena hodnota kondenzátoru C7 na 50x větší než vstupní kapacita hradla tranzistoru T1, která je $C_{IN} = 1,92\text{ nF}$, potom $C_7 = 50 \cdot C_{IN} = 96 \cdot 10^{-9}\text{ F} \approx 100\text{ n}$. [20]

6.3.2 Kontrola napěťových překmitů

Pro ověření správné úrovně přiváděného ovládacího signálu na výkonový tranzistor, bylo přivedeno přes autotransformátor a předřadný reostat 60 Ω , 5 A malé napětí na silovou část - primární vinutí. Osciloskopem byl potom sledován výstup transformátoru TR1 (sekundární vinutí) čímž se ověřilo správné zapojení všech vinutí. Nyní

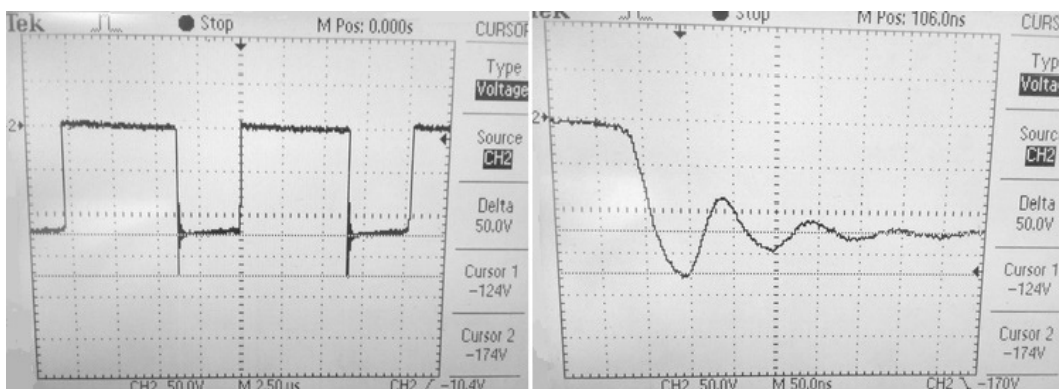
již mohla být připojena regulovaná zátěž na výstup a ověřeny jmenovité výstupní hodnoty napětí a proudu. Při těchto měřeních docházelo ke značnému oteplení výkonových součástek, proto byl zhotoven chladič z hliníkového plechu, jehož návrh je popsán v podkapitole 6.4.2 na straně 67.

Po osazení chladiče se možná doba zatěžování zdroje prodloužila a bylo možné zkontrolovat velikosti překmitů při zatížení výstupním proudem přibližně do 8 A a vstupním nominálním napětí sítě. Obr. 6.2 nalevo (*kanál 1*) ukazuje budicí signál na hradle výkonového tranzistoru v rozsahu cca -4 V až $+23\text{ V}$ a *kanál 2* napětí na tranzistoru U_{DS} při zatížení. Změřený překmit má velikost 130 V. Napravo je potom zobrazený napěťový překmit v detailu, a to při vypnutí tranzistoru T1.



Obr. 6.2: Sledování překmitů na výkonovém tranzistoru.

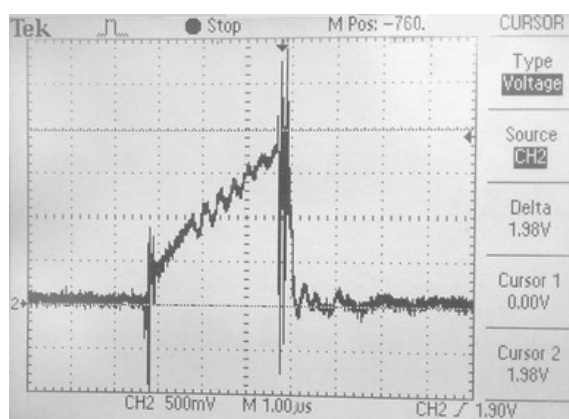
Obr. 6.3 zobrazuje výstupní napětí na sekundární straně s překmity 50 V na usměrňujících diodách, při zatíženém měniči 8 A vlevo a v detailu vpravo. Sledované přepětí na primární i sekundární straně TR1 jsou v uvažovaném rozsahu.



Obr. 6.3: Sledování překmitů na usměrňujících diodách.

6.3.3 Nastavení výstupního výkonu

Spočívala v ověření maximální hodnoty proudové zpětné vazby realizované proudovým transformátorem. Při nominálním vstupním napětí sítě a výstupním napětí přibližně 40 V byl změřen proud 7 A při původním návrhu proudového transformátoru TR2 s počtem závitů $N = 48$. Úprava TR2 pro dosažení vyššího výstupního výkonu spočívala v dovinutí závitů na $N = 69$ určené přímou úměrou podle 6.36, ale realizovatelných podle vztahu 6.20 je jen 58. Řešením bylo převlečení maximálního reálně možného počtu závitů 57 v jedné vrstvě, a opětovné měření zdroje v zatížení, kde při výstupním napětí 40 V byl změřen proud 8,7 A. Této hodnoty byli odsouhlasené za dostatečné a k dalšímu zvyšování výstupního výkonu nedocházelo. Případné malé doladění je možné změnou rezistoru R4.



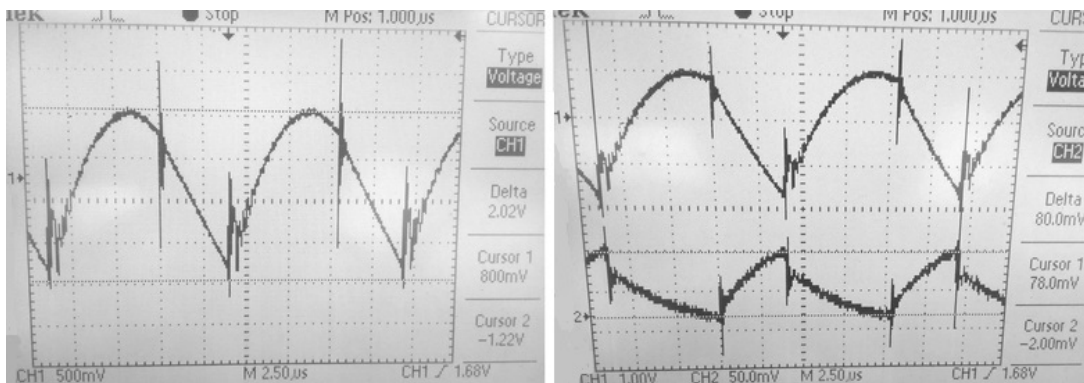
Obr. 6.4: Průběh výstupního signálu transformátoru proudu.

Obrázek 6.4 zobrazuje osciloskopem změřený průběh sekundárního vinutí transformátoru proudu, kterým se ověřilo, že nedochází k přesycování toroidního jádra TR2, protože signál nemá zaoblený tvar, ale lineárně přímý.

$$\begin{aligned}
 &48 \text{ záv.} \dots 7 \text{ A} \\
 &\underline{N \text{ záv.} \dots 10 \text{ A}} \\
 &N = \frac{48 \text{ záv.} \cdot 10 \text{ A}}{7 \text{ A}} = 68,6 \approx 69 \text{ záv.}
 \end{aligned}
 \tag{6.36}$$

6.3.4 Kontrola výstupního zvlnění

Obrázek 6.5 zobrazuje výstupní napětí bez použití LC filtru nalevo, s použitím filtru napravo, kde *kanál 1* zobrazuje signál před filtrem a *kanál 2*, vyfiltrovaný signál za LC filtrem, při poklesu zvlnění přibližně na 80 mV.

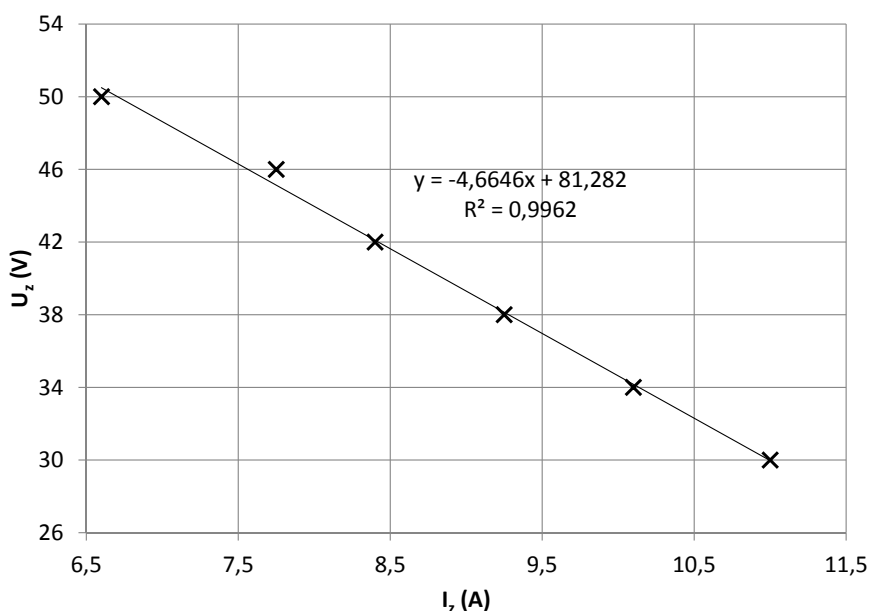


Obr. 6.5: Výstupní zvlnění bez filtru vlevo, s filtrem vpravo.

6.3.5 Měření zatěžovací charakteristiky

Po úspěšném nastavení všech částí obvodu byl na síť přes autotransfornátor připojen také obvod pomocného zdroje *VIPER06Hx* a bylo změřeno jeho výstupní napětí. Tento pomocný zdroj nahradí doposud používaný laboratorní zdroj a bude přímo ze sítě napájet obvod PWM modulátoru.

Následovalo měření zatěžovací charakteristiky v celém pracovním rozsahu nabíječky, tzn. možného napětí připojeného akumulátoru od 31,2 V po 43,2 V. V tomto rozsahu napětí se proud mění od 10,74 A po 8,2 A, což graficky zobrazuje závislost 6.6 vynesená ze změřených obvodových veličin v tabulce 6.1.



Obr. 6.6: Grafické znázornění zatěžovací charakteristiky nabíječky.

Tab. 6.1: Změřené hodnoty zatěžovací charakteristiky nabíječky.

U_z (V)	30	34	38	42	46	50
I_z (A)	11	10,1	9,25	8,4	7,75	6,6

6.4 Mechanická konstrukce nabíječky

Je tvořena ze čtyř částí vyrobených z hliníkového plechu tloušťky 3,5 mm s rozměry zakótovanými v příloze.

6.4.1 Kryt nabíječky

Kryt je tvořen třemi díly. Obvodovým plechem, příloha B.6, na straně 90, a dvěma bočními plechy, obr. B.3 – spodní dva obrázky. Obvodový plech tvoří mechanickou podstavu pro uchycení DPS, která je k obvodovému plechu připevněna přes distanční sloupky, a to čtyřmi šrouby $M3 \times 12$ z vrchu a čtyřmi šrouby $M3 \times 15$ s podložkami a gumovými nožičkami ze spodní strany. Vrchní strana obvodového plechu má kruhové rozmístění děr větrání a spodní strana má podélné rozmístění děr větrání. Přes boční plechy, které slouží jako přístupové otvory, se dovnitř montuje a demontuje DPS. Boční plechy se ukotvují na obvodový plech pomocí šroubů $M3 \times 6$ ve středu, shora i zespoda, plastovou pěnou dovnitř. Jedním z bočních krytů jsou ven z nabíječky vyvedeny kabely pro síťové napájení 230 V a kabel s koncovkou pro nabíjení akumulátoru svářečky.

6.4.2 Chlazení nabíječky

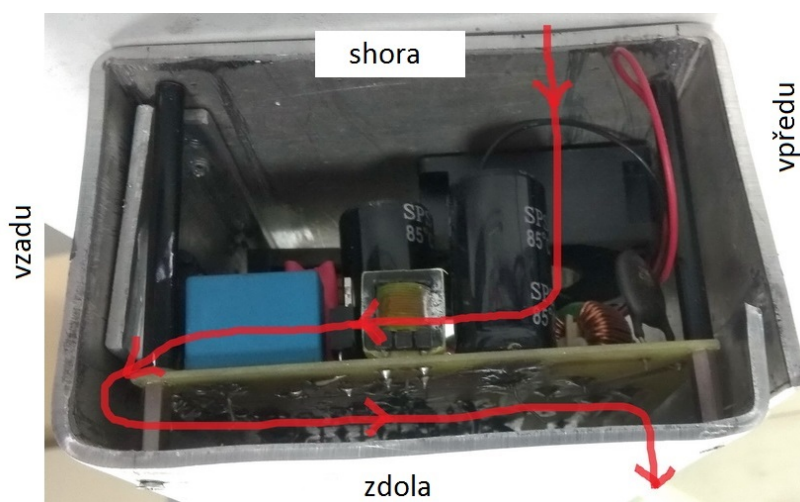
Pěna na vnitřní straně bočních krytů zabraňuje chladicímu vzduchu proudit kratší cestou ven z krytu nabíječky, a tím napomáhá vytvořit kanál pro nucený pohyb chladicího vzduchu. Pohyb vzduchu je vytvořen ventilátorem. Ten je namontován uvnitř horní části obvodového plechu. Vzduch je nasáván z vrchu, v přední části nabíječky a protlačen zleva i zprava kolem hlavního transformátoru, kde se vzduch dostává na chladič výkonových součástek. Mezi chladičem a obvodovým plechem je podélná mezera šířky 4 mm, přes kterou je vzduch tlačén na spodní stranu DPS se SMD součástkami, kde je vzduch vytlačován zezadu dopředu a ven dnem obvodového plechu stojícího na gumových nožkách. Boční řez konstrukcí s nakresleným tokem vzduchu je na obr 6.7.

Byl použit ventilátor s příkonem 2 W na jmenovité napětí 24 V, který je napájen z pomocného zdroje 27 V přes výkonový rezistor. Experimentálně bylo zvoleno

napětí na ventilátoru 17 V. Při tomto napětí byl změřen proud ventilátorem 36 mA. Předřadný rezistor byl vypočten dle následujících vztahů:

$$R_{př} = \frac{U_{PZ} - U_{FAN}}{I_{FAN}} = \frac{27 \text{ V} - 17 \text{ V}}{0,036 \text{ A}} = 278 \, \Omega \approx 270 \, \Omega \quad (6.37)$$

$$P_{R_{př}} = I_{FAN}^2 \cdot R_{př} = (0,036 \text{ A})^2 \cdot 270 \, \Omega = 0,35 \text{ W} \quad (6.38)$$



Obr. 6.7: Průtok chladicího vzduchu vnitřkem nabíječky.

Jeden z plechů je použit jako vnitřní chladič. Je zakreslen a zakótován v příloze B.3, nahoře. S tímto plechem jsou tepelně spojeny všechny výkonové prvky a na tento plech je přivedena i zem a PE vodič ochranného uzemnění, tzn. celý hliníkový kryt přístroje je uzemněn a nabíječka je přístrojem **kategorie I** s uzemněným vnějším krytem. Chladič je součástí DPS, tzn. spolu s deskou je do krytu vkládán, nebo taky vyjímán. Byl vytvořen pro krátkodobé zatěžování zdroje. Chladič je s krytem spojen pěti rovnoměrně rozmístěnými šrouby M4x 5 a na styčnou plochu je nanесena teplovodivá pasta, kvůli lepšímu přenosu tepla z malého chladiče na celý kryt nabíječky. Obrázek 6.8 zobrazuje DPS s chladičem z různých stran pohledu.



Obr. 6.8: DPS nabíječe s osazeným chladičem.

7 ZÁVĚR

Opravou silové části a výrobou nové DPS s řídicí elektronikou se opět podařilo zprovoznit svařovací zdroj. Poškození silové části nebylo velké, bylo nutné vyměnit pouze dva tranzistory. Nově navržené schéma řídicích obvodů se zjednodušilo použitím optobudičů a též byl optimalizován počet součástek na DPS. Návrhem nové DPS se kromě jiného podařilo umístit téměř všechny součástky na horní stranu desky. Také se podařilo zachovat velkou souvislou část mědi na dolní straně desky, což zlepšuje stínění řídicí elektroniky a potlačuje případné rušení ze silové části. Tato opatření by měla vést k celkovému potlačení zarušení desky, která je umístěna v bezprostřední blízkosti výkonové desky.

Po amatérské výrobě desky v laboratořích našeho ústavu následovalo ladění obvodů řídicí desky a testování celého zdroje pod zatížením. Zde byly postupně nastaveny dílčí obvodové celky řídicí desky a nakonec obvod zesílení signálu z bočníku, a to pro plný svařovací proud 120 A. Původní problémy s rušením se podařilo vyřešit díky podnětným konzultacím s Ing. Martišem. Postupy prací jsou popsány ve třetí kapitole.

Před testováním svařování byla vyrobena mechanická konstrukce svářečky z hliníkového plechu. Z důvodu dostatečné pevnosti a nízké hmotnosti byl použit plech různé tloušťky. Výroba konstrukce je popsána ve čtvrté kapitole.

Při testování svařování byly pozorovány jisté problémy. Především při zapálení oblouku, což plyne z malé maximální hodnoty napětí naprázdno, cca 35 V. S udržetím tavicí se svařovací housenky již problém nebyl. Při svařování s aktivní výkonovou regulační smyčkou bylo slyšet "pískání", což je projev nepravidelného vynechávání impulzů ze signálu PWM. To je způsobeno pravděpodobně ne zcela optimálně nastavenými parametry regulátoru výkonu. Dále také při testování často docházelo k přilepení elektrody k základnímu materiálu. Do budoucna by proto ke svařovacímu zdroji bylo vhodné doplnit funkce, které by tyto nedostatky potlačovaly, a které jsou běžné u svářecích zdrojů dostupných na trhu. Tyto funkce byly podrobně popsány v první kapitole.

Nabíjecí obvody byly realizovány a nastaveny dle požadavků na nabíjení maximálním proudem 10 A v celém rozsahu pracovního napětí akumulátoru. Pro nabíječku, obdobně jako pro svářečku, byl zhotoven hliníkový kryt k mechanické ochraně, ale také pro účely odvodu tepla od silové části. Propojení nabíječky se svářečkou bylo úspěšně odzkoušeno. Dále bylo zjištěno, že z důvodu nevhodně navržených obvodů BMS dochází k trvalému klidovému vybíjení akumulátoru. Důvodem jsou nepřetržitě aktivní BMS připojené přímo na články baterie. Vzhledem k tomu, že BMS má velmi nízkou spotřebu, proces vybíjení bateriového boxu trvá řádově měsíce, což je ale pro akumulátory nebezpečné pokud svářečka není používána např. déle jak půl

roku. Řešením by mohla být obvodová změna BMS, který je připojen přímo na článcích. V současnosti totiž BMS při vybavení podpěťové ochrany neustále signalizuje podpětí, tedy napájí LED optočlenu, a tím ještě více vybíjí celou baterii.

Nastavení regulátoru výkonové regulační smyčky bylo z důvodu pobytu na zahraniční univerzitě realizováno pomocí programu *Matlab/Simulink*. Pod vedením vyučujících hostující univerzity byl vytvořen model regulačních smyček svařovacího zdroje a pomocí *linearizace* a *metody standardních tvarů charakteristického polynomu* byl navržen regulátor. S navrženým regulátorem byly programem simulovány přechodové charakteristiky při změně žádané hodnoty a změně zatížení. Z parametrů simulovaného regulátoru byly vypočteny hodnoty součástek R22, R23 a C25. Na zahraniční univerzitě byla tato část práce (návrh regulátoru a simulace) prezentována na III Mezinárodní vědecké a technologické konferenci studentů „*Mládež. Inovace. Technologie.*“ (*MNTK-2019*). Ve sborníku k této konferenci byl na stranách 132-134 publikován odborný článek, který je umístěn také v příloze na str. 85.

Kromě potřebné obvodové změny BMS z důvodu samovybíjení bude také při dalších úpravách nutné optimálně dostavit parametry PI regulátorů výkonu a provést důkladné testování formou svařování tenkostěnných materiálů a materiálů citlivých na vnořené teplo. K praktickému vylepšení svářečky by také bezesporu přispělo nechat vyrobit DPS profesionálně, s nepájivou maskou, a to z důvodů častých poruch svářečky zapříčiněných delším nepoužíváním a usazením nečistot na DPS řídicí elektroniky.

LITERATURA

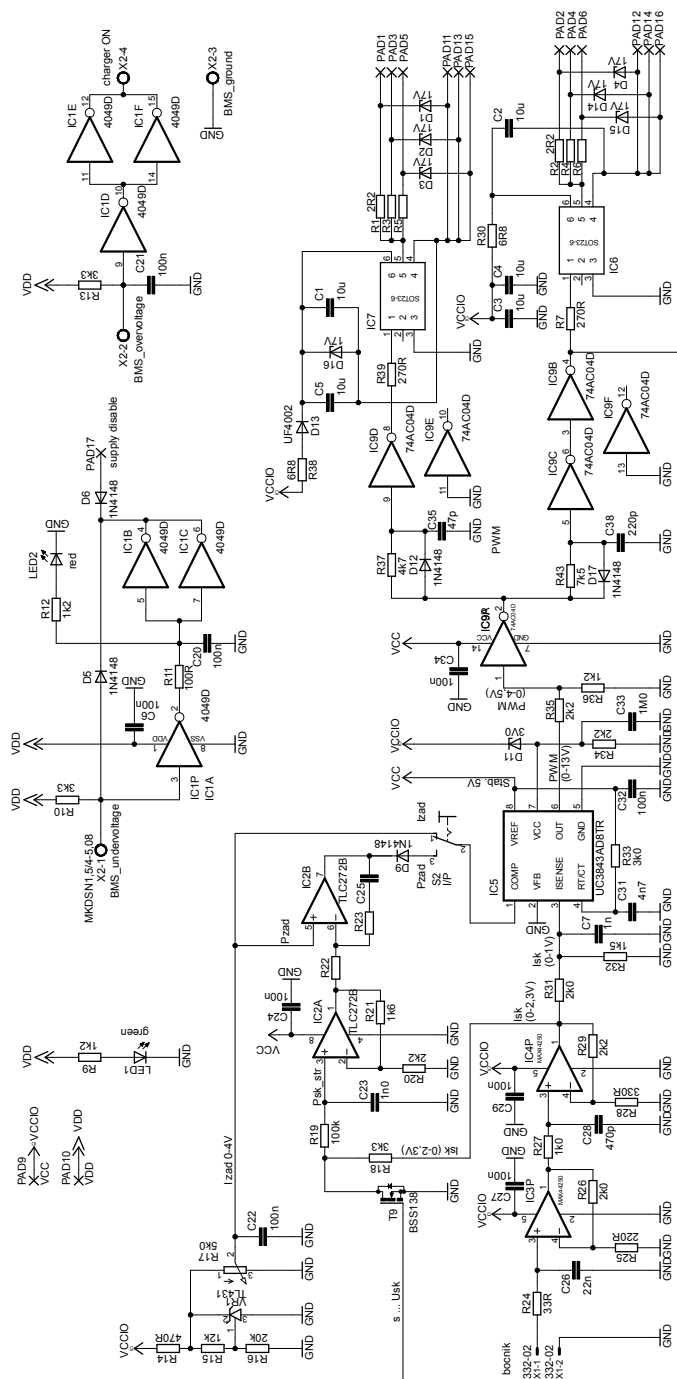
- [1] Migatronik CZ, Automig - internetový magazín: *Obalená elektroda (MMA)* [online]. [cit. 3. 1. 2018]. Dostupné z URL: <http://automig.cz/o-svarovani/metody/obalena-elektroda-mma/>.
- [2] IT STUDIO, Internetový obchod EasyShop, AZ - Svářecí Technika: *Jak vybrat svářečku* [online]. 2018, rev. 3.9, [cit. 3. 1. 2018]. Dostupné z URL: <http://www.az-svarecitechnika.cz/clanky/jak-vybrat-svarecku>.
- [3] SVARWEB, Magazín praktického svařování: *TIG svařování I - základní principy*. [online]. poslední aktualizace 7. 1. 2009 [cit. 3. 1. 2018]. Dostupné z URL: <https://www.svarbazar.cz/phprs/view.php?cislocclanku=2008011702>.
- [4] Migatronik CZ, Automig - internetový magazín: *Funkce* [online]. [cit. 3. 1. 2018]. Dostupné z URL: <http://automig.cz/o-svarovani/funkce/>.
- [5] HRDINA, A: *Bateriová oblouková svářečka*. [online]. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Brno: 2017, poslední aktualizace 24. 5. 2017 [cit. 3. 1. 2018]. Dostupné z URL: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=148155.
- [6] Texas Instruments: *UC3843* [online]. Dallas: Texas Instruments, duben 1997, poslední aktualizace 8. 2016 [cit. 3. 1. 2018]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3843.pdf>.
- [7] Fairchild semiconductor TM: *74AC14* [online]. 11. 1988, poslední aktualizace 12. 1999 [cit. 3. 1. 2018]. Dostupné z URL: <http://cva.stanford.edu/classes/cs99s/datasheets/74AC14.pdf>.
- [8] Broadcom: *ACPL-W341* [online]. AV02-2929EN, 2017, poslední aktualizace 8. 5. 2017 [cit. 3. 1. 2018]. Dostupné z URL: <https://www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial-plastic/isolated-gate-drive-optocouplers/gate-drives/acpl-w341-000e>.
- [9] VOREL, P., MARTIŠ, J., ČERVINKA, D. LiFePO₄ Powered Arc Welder. *ECS Transactions*. 2017, č. 1, s. 10-17. ISSN: 1938-5862.

- [10] IT STUDIO, Internetový obchod EasyShop, AZ - Svářecí Technika: *KITin 165 + kabely 3 m/16 mm, kufr, rukavice, elektrody* [online]. 2018, rev. 3.9, [cit. 3.1.2018]. Dostupné z URL:
<<http://www.az-svarecitechika.cz/svareci-inventory-trafa/kitin-165-kabely-3-m-16-mm-kufr-rukavice-elektrody>>.
- [11] MARTIŠ, J. 1200 WATT FLYBACK SWITCHING POWER SUPPLY WITH SILICON CARBIDE SEMICONDUCTORS. *In Proceedings of the 21st Student Competition Conference*. 2015, s. 621-625. ISBN: 978-80-214-5148- 3.
- [12] BLAHA, P., VAVŘÍN P. *Řízení a regulace I. Základy regulace lineárních systémů - spojitě a diskrétní*. Ver. 1.2. Vysoké učení technické v Brně, 2015.
- [13] ŠOLC, F., VÁCLAVEK, P., VAVŘÍN P. *Řízení a regulace II. Analýza a řízení nelineárních systémů*. Ver. 1.27. Vysoké učení technické v Brně, 2011.
- [14] PANKRATOB, V.V., NOC, O.V., ZIMA, E.A. *Izbranye razdely teorii avtomatičeskogo upravlenia*. Novosibirsk, NSTU-NETI, 2011. ISBN: 978-5-7782-1810-9.
- [15] PATOČKA, M. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [16] VOREL, P., PROCHÁZKA, P. *Řídící členy v elektrických pohonech*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, červen 2009, 101 s.
- [17] PATOČKA, M., VOREL, P. *Průmyslová elektronika*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, červen 2007, 151 s.
- [18] STMicroelectronics NV: *VIPER06* [online]. 07.1994, poslední aktualizace 02.2017, rev. 2. [cit. 18.05.2019]. Dostupné z URL:
<<https://www.st.com/resource/en/datasheet/viper06.pdf>>.
- [19] VISHAY: *6N137, VO2601, VO2611, VO2630, VO2631, VO4661* [online]. 09.2016, rev. 2. [cit. 18.05.2019]. Dostupné z URL:
<<https://www.vishay.com/docs/84732/6n137.pdf>>.
- [20] CREE: *CMF20120D-Silicon Carbide Power MOSFET* [online]. 2012, rev. D. [cit. 18.05.2019]. Dostupné z URL:
<<https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/585/product/>>.

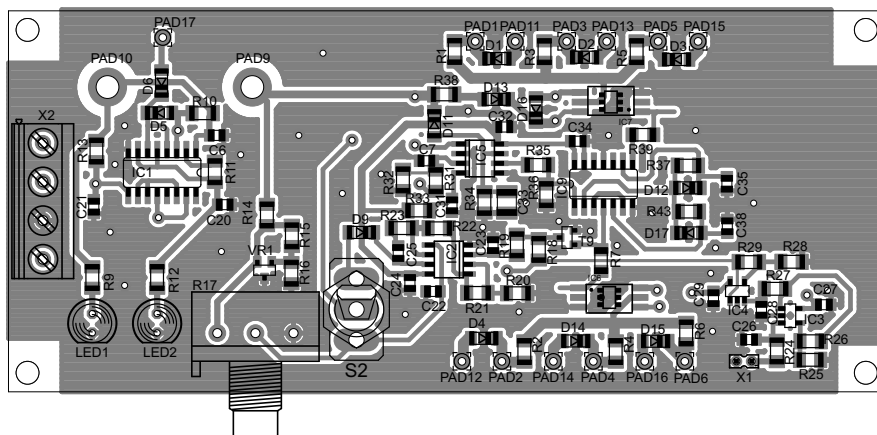
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

ROS/MMA	Ručné obloukové svařování – Manual Metal Arc
MIG/MAG	Svařování kovů v ochranné atmosféře inertního (MIG) nebo aktivního (MAG) plynu – Metall Inert Gas / Metall Active Gas
TIG	Svařování wolframovou elektrodou v ochranné atmosféře inertního plynu – Tungsten Inert Gas
Hot start	Horký start – ulehčení zapálení oblouku navýšením svařovacího proudu
Antistick / Antifreeze	Nelepivost nebo nepřimrzání elektrody – přerušení nebo omezením proudu při přilepení elektrody
Arc force	Stabilizování oblouku pro zvýšení kvality svaru
PWM	Pulzní šířková modulace – Pulse Width Modulation
TTL	Tranzistorově tranzistorová logika – Transistor Transistor Logic
BMS	Systém správy baterií – Battery management system
OZ	Operační zesilňovač – Operational Amplifier
s, (%,-)	Střída PWM – Duty cycle
DPS	deska plošných spojů

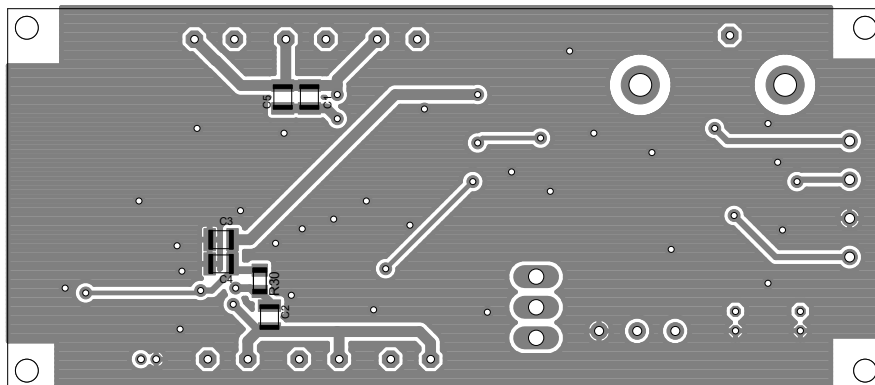
A PŘÍLOHY SVÁŘEČKA



Obr. A.1: Schéma zapojení řídicí elektroniky svářečky.



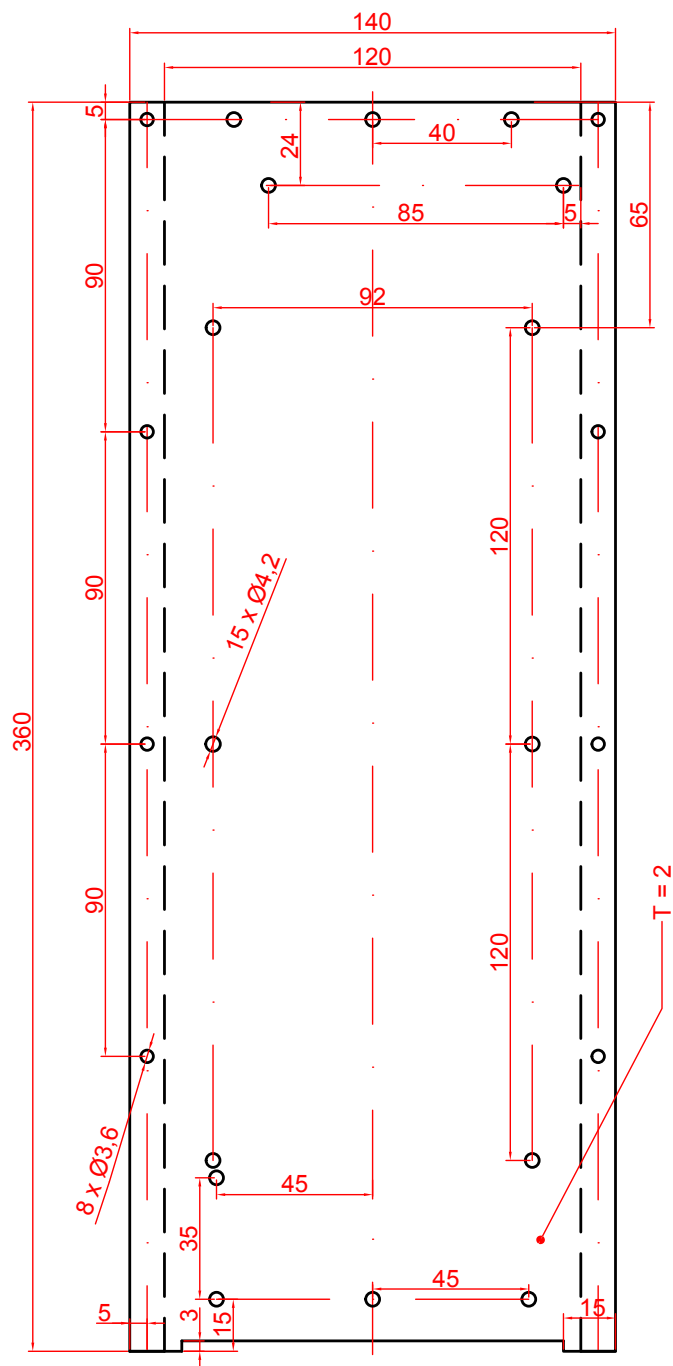
Obr. A.2: Horní strana osazení DPS řízení svářečky.



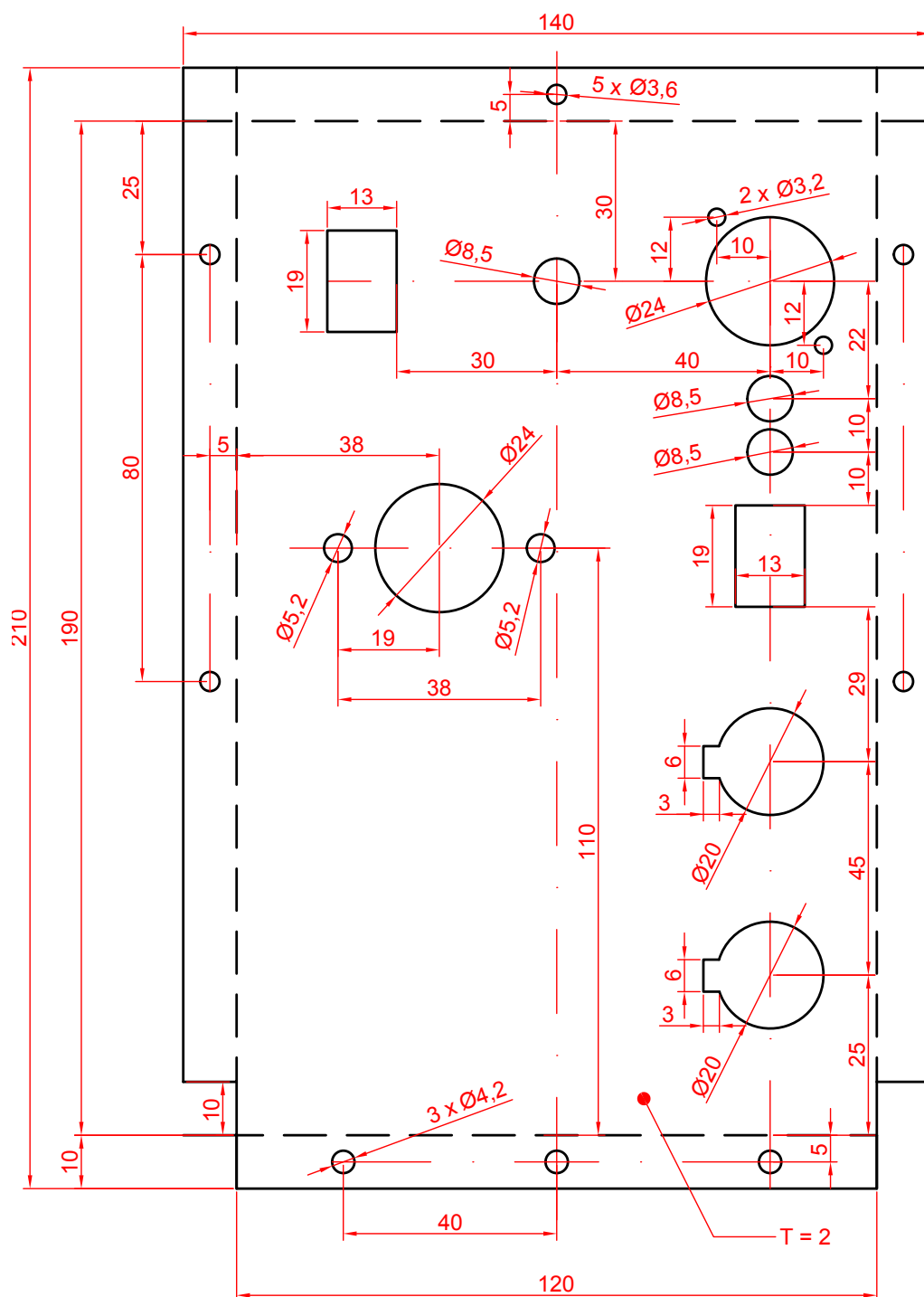
Obr. A.3: Dolní strana osazení DPS řízení svářečky.

Part	Value	Device	Package	Part	Value	Device	Package
C1	10u	C-EUC1210K	C1210K	R1	2R2	R-EU_M1206	M1206
C2	10u	C-EUC1210K	C1210K	R2	2R2	R-EU_M1206	M1206
C3	10u	C-EUC1210K	C1210K	R3	2R2	R-EU_M1206	M1206
C4	10u	C-EUC1210K	C1210K	R4	2R2	R-EU_M1206	M1206
C5	10u	C-EUC1210K	C1210K	R5	2R2	R-EU_M1206	M1206
C6	100n	C-EUC0805	C0805	R6	2R2	R-EU_M1206	M1206
C7	1n	C-EUC0805	C0805	R7	270R	R-EU_R1206	R1206
C20	100n	C-EUC0805	C0805	R9	1k2	R-EU_M1206	M1206
C21	100n	C-EUC0805	C0805	R10	3k3	R-EU_M1206	M1206
C22	100n	C-EUC0805	C0805	R11	100R	R-EU_M1206	M1206
C23	1n0	C-EUC0805	C0805	R12	1k2	R-EU_M1206	M1206
C24	100n	C-EUC0805	C0805	R13	3k3	R-EU_M1206	M1206
C25		C-EUC0805	C0805	R14	470R	R-EU_M1206	M1206
C26	22n	C-EUC0805	C0805	R15	12k	R-EU_M1206	M1206
C27	100n	C-EUC0805	C0805	R16	20k	R-EU_M1206	M1206
C28	470p	C-EUC0805	C0805	R17	5k0	16mm Potentiometer one level	3RP/1610N
C29	100n	C-EUC0805	C0805	R18	3k3	R-EU_M1206	M1206
C31	4n7	C-EUC0805	C0805	R19	100k	R-EU_M1206	M1206
C32	100n	C-EUC0805	C0805	R20	2k2	R-EU_M1206	M1206
C33	1M0	C-EUC1210	C1210	R21	1k6	R-EU_M1206	M1206
C34	100n	C-EUC0805	C0805	R22		R-EU_M1206	M1206
C35	47p	C-EUC0805	C0805	R23		R-EU_M1206	M1206
C38	220p	C-EUC0805	C0805	R24	33R	R-EU_M1206	M1206
D1	18V	Z-Diode	SOD80C	R25	220R	R-EU_M1206	M1206
D2	18V	Z-Diode	SOD80C	R26	2k0	R-EU_M1206	M1206
D3	18V	Z-Diode	SOD80C	R27	1k0	R-EU_M1206	M1206
D4	18V	Z-Diode	SOD80C	R28	330R	R-EU_M1206	M1206
D5	1N4148	DIODE	SOD80C	R29	2k2	R-EU_M1206	M1206
D6	1N4148	DIODE	SOD80C	R30	6R8	R-EU_M1206	M1206
D9	1N4148	DIODE	SOD80C	R31	2k0	R-EU_M1206	M1206
D11	3V0	Z-Diode	SOD80C	R32	1k5	R-EU_M1206	M1206
D12	1N4148	DIODE	SOD80C	R33	3k0	R-EU_M1206	M1206
D13	UF4002	DIODE	SOD80C	R34	2k2	R-EU_M1206	M1206
D14	18V	Z-Diode	SOD80C	R35	2k2	R-EU_M1206	M1206
D15	18V	Z-Diode	SOD80C	R36	1k2	R-EU_M1206	M1206
D16	18V	Z-Diode	SOD80C	R37	4k7	R-EU_M1206	M1206
D17	1N4148	DIODE	SOD80C	R38	6R8	R-EU_M1206	M1206
IC1	4049D	Hex inv. BUFFER	SO16	R39	270R	R-EU_R1206	R1206
IC2	TLC272B	LinCMOS PRECISION	SOIC8	R43	7k5	R-EU_M1206	M1206
		DUAL OPA		S2	I/P	TOGGLE SWITCH	320-916
IC3	MAX44250	Single OPA	SOT23-5	T9	BSS138	N-CHANNEL MOS FET	SOT23
IC4	MAX44250	Single OPA	SOT23-5	VR1	TL431	TL431SOT	SOT23
IC5	UC3843	SMPS Controller	SO-08	X1	332-02	2 Pin - 2mm Dual Row	332-02
IC6	ACPL-W341	IC Breakout	SOT23-6	X2	MKDSN	MKDSN1,5/4-5,08	MKDSN
IC7	ACPL-W341	IC Breakout	SOT23-6				
IC9	74AC04D	Hex INVERTER	SO14				
LED1	green	LED	LED5MM				
LED2	red	LED	LED5MM				

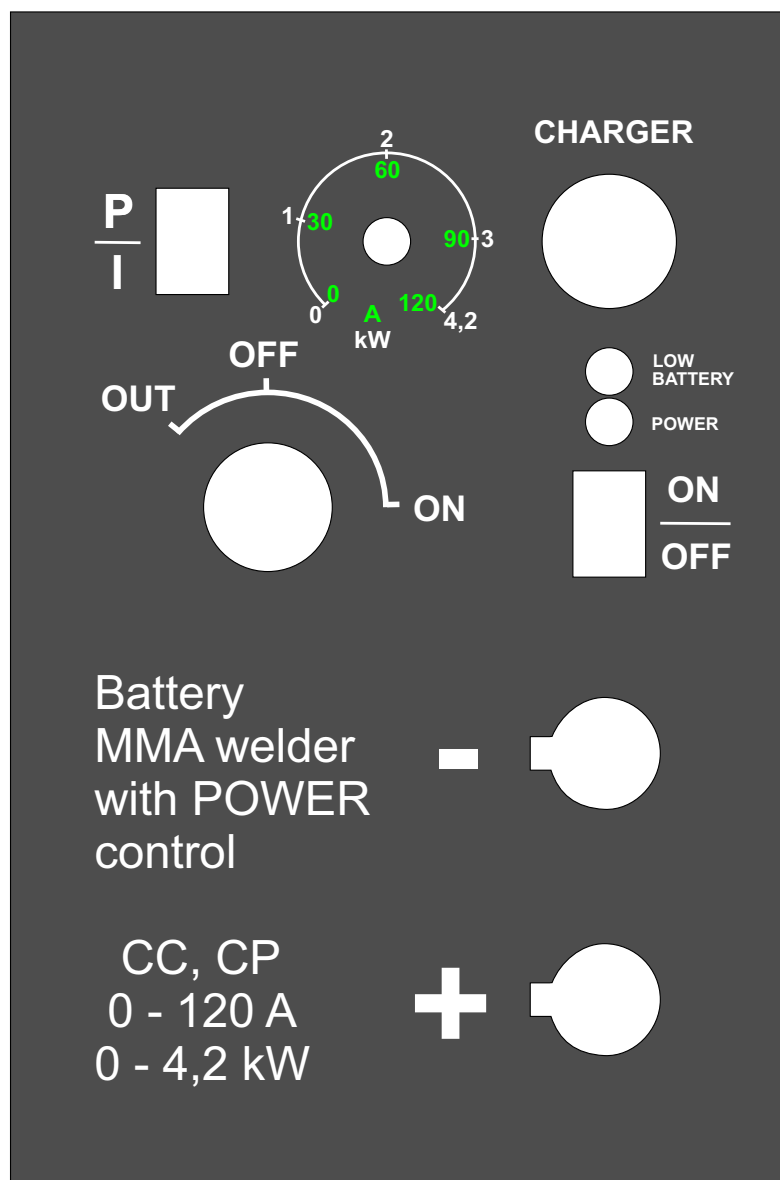
Obr. A.4: Soupis součástek osazených na DPS řízení svářečky.



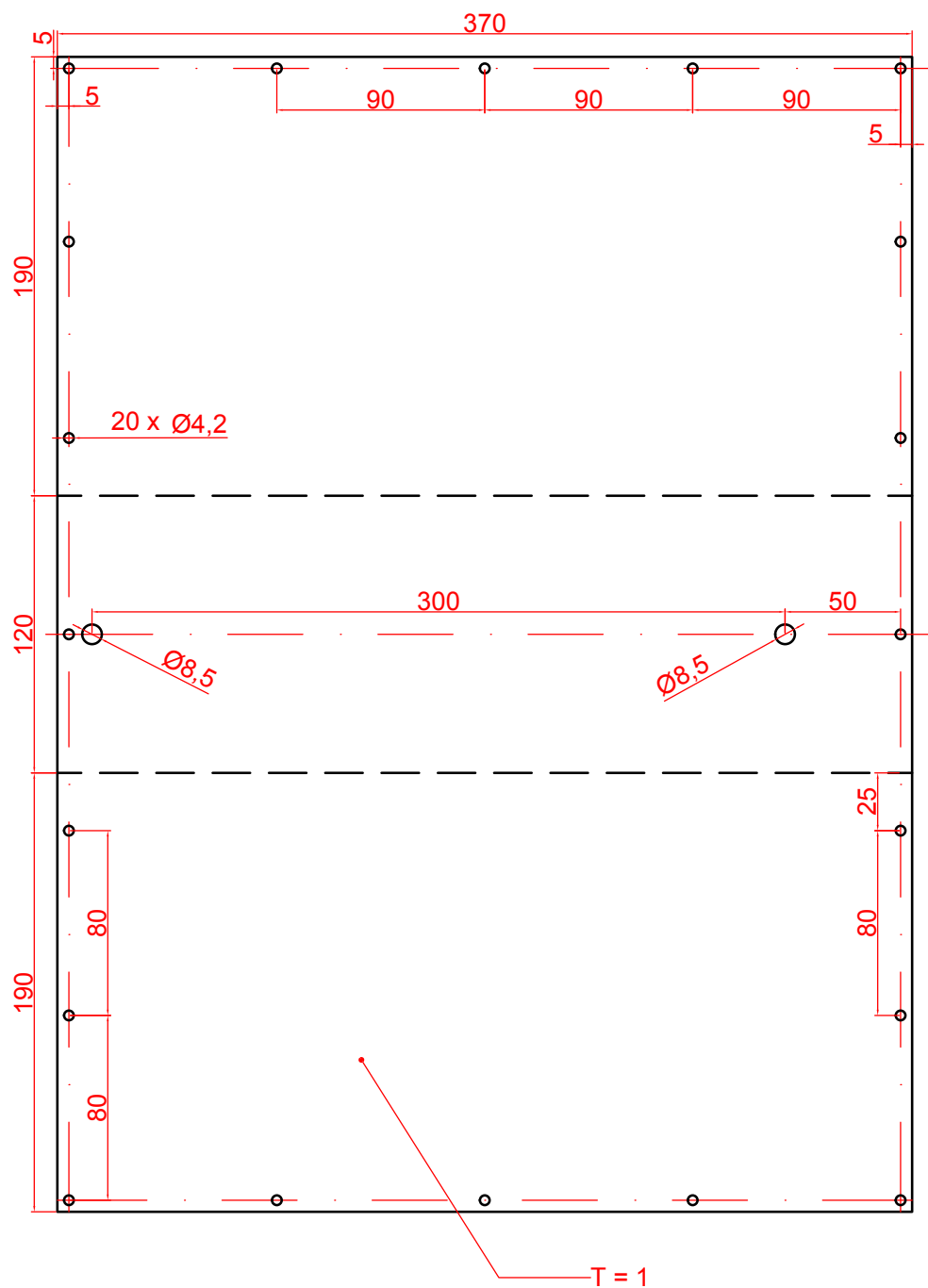
Obr. A.6: Rozměry podstava.



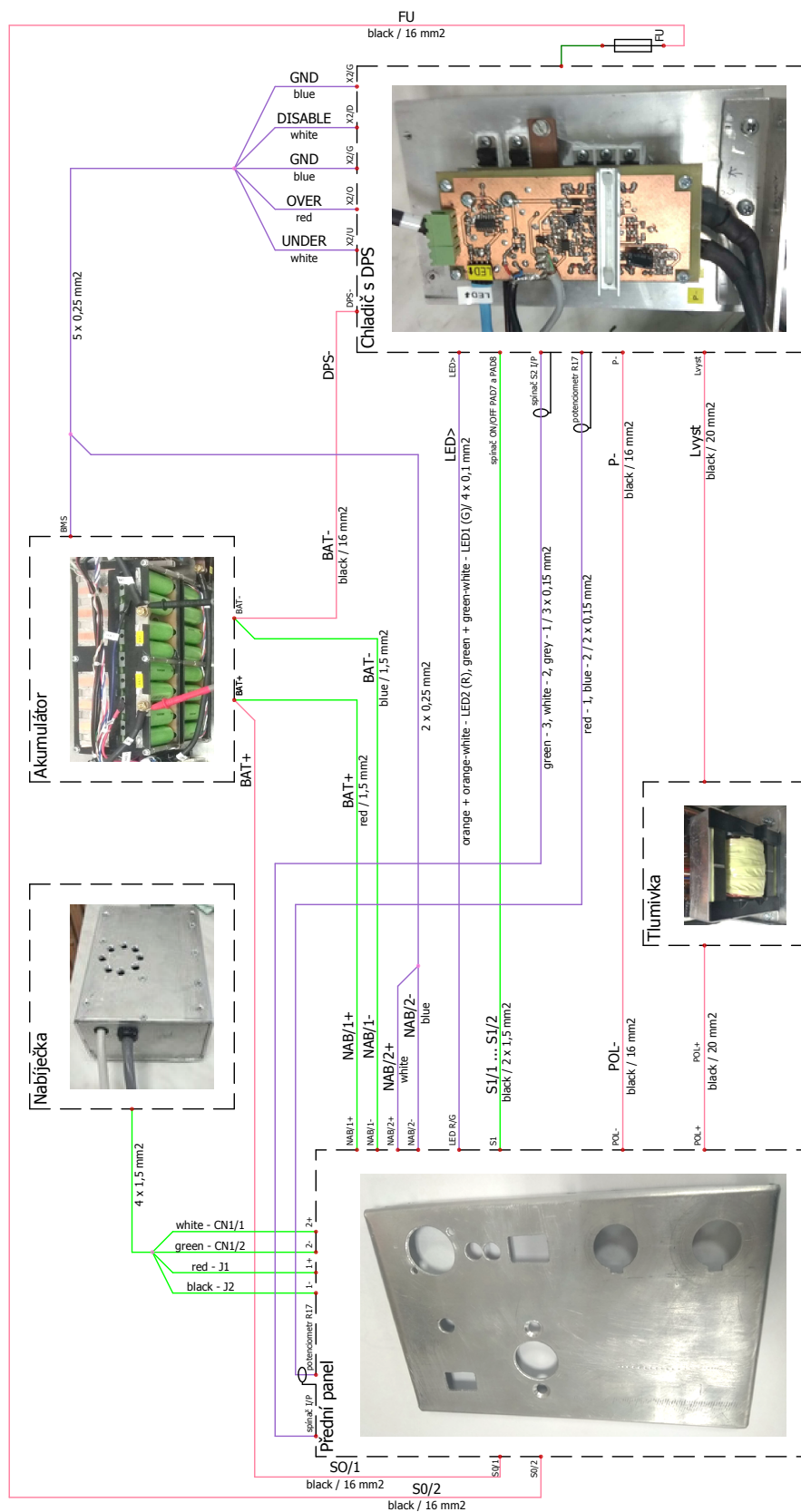
Obr. A.7: Rozměry přední panel.



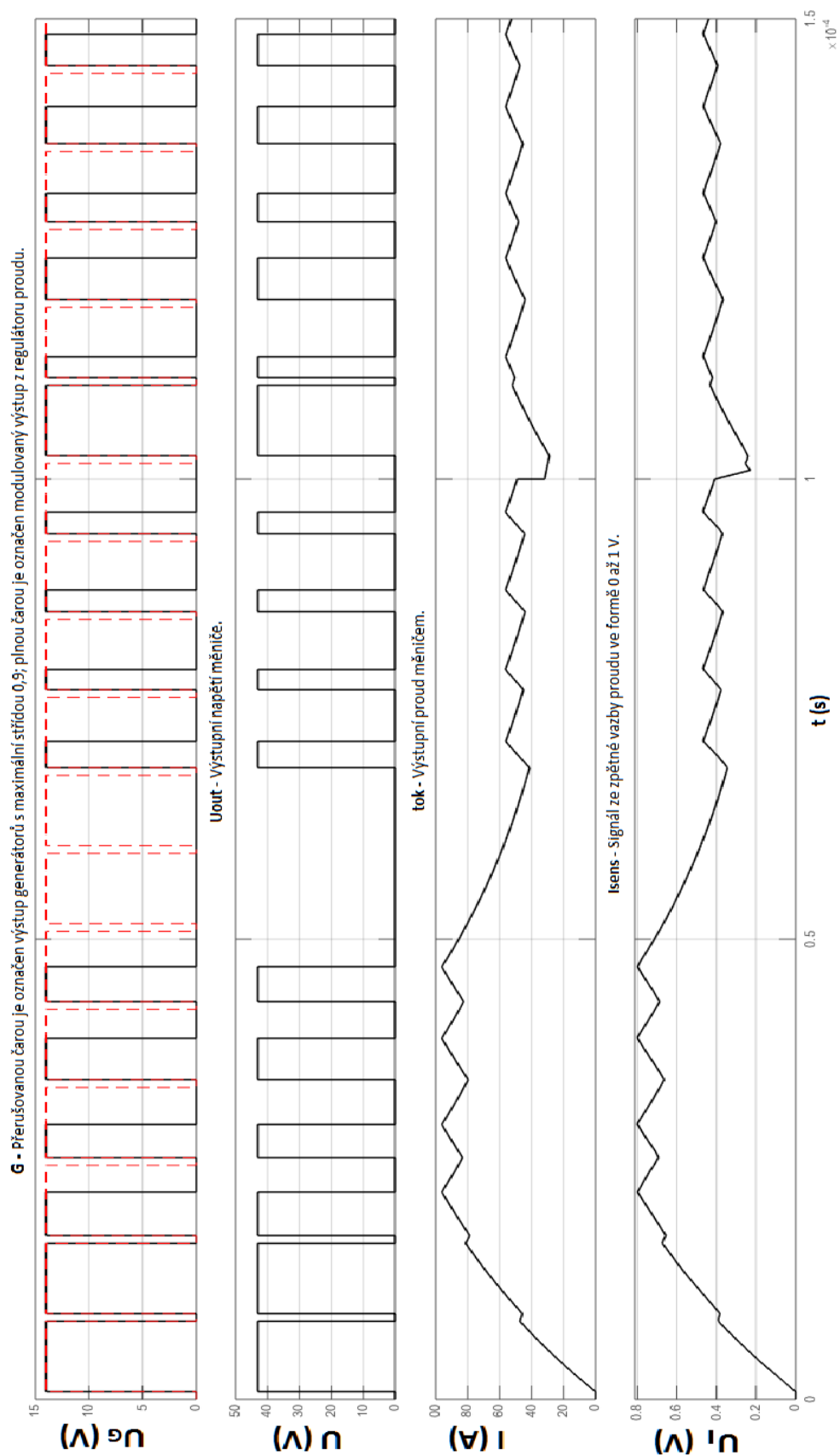
Obr. A.8: Předloha popisové folie předního panelu.



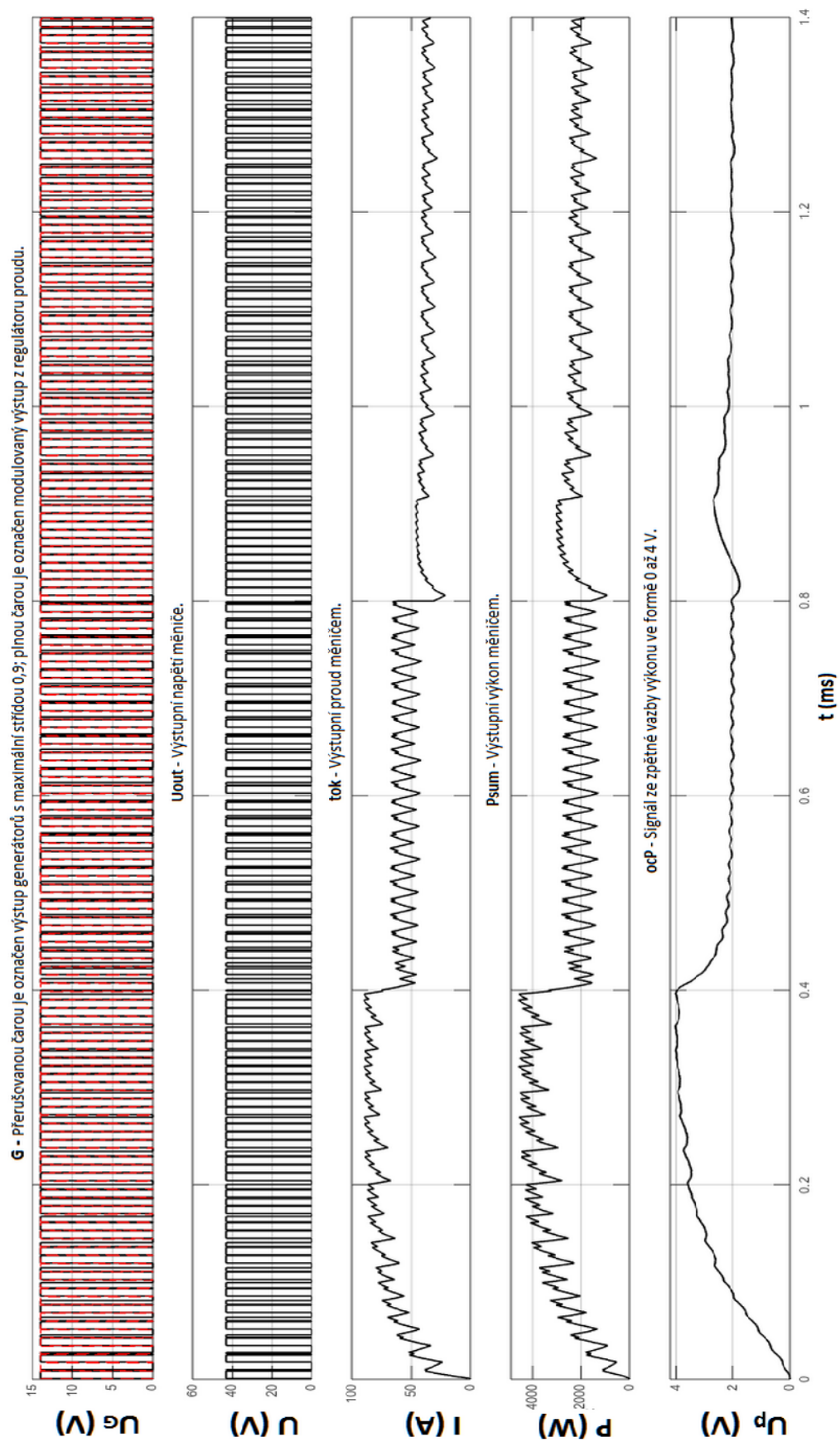
Obr. A.9: Rozměry vrchní a bočný kryt.



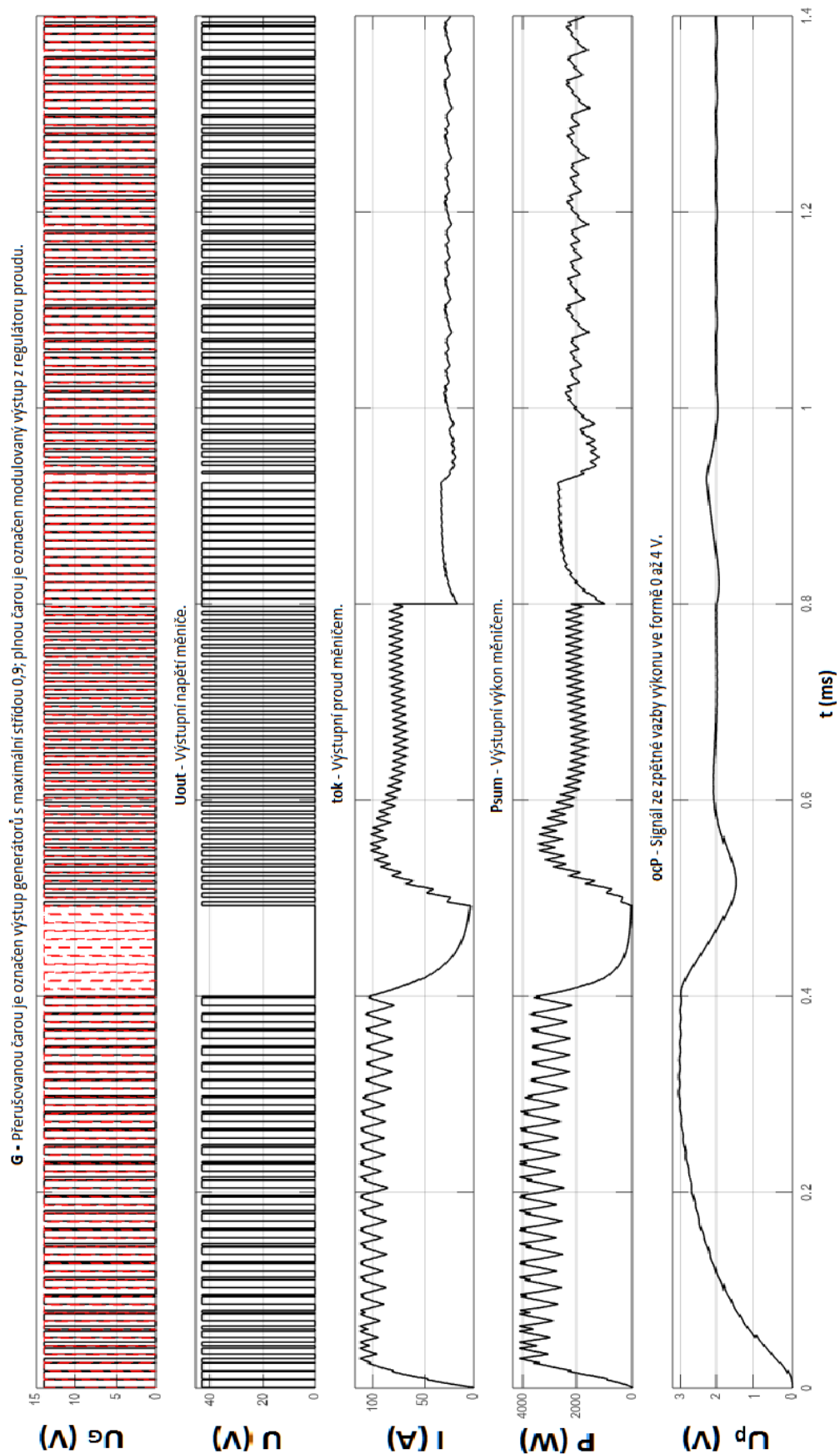
Obr. A.10: Elektrická zapojovací schéma.



Obr. A.11: Simulované přechodové procesy v smyčce proudu.



Obr. A.12: Simulované přechodové procesy v smyčce výkonu 1.



Obr. A.13: Simulované přechodové procesy v smyčce výkonu 2.

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ МОЩНОСТИ МАЛОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

С.С.Старец

к.т.н., доцент Д.А. Котин

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск,

к.т.н., доцент П. Борел

Технический университет в Брно (Чехия),

starecssta@gmail.com

Статья посвящена проблеме вычисления параметров регулятора системы, являющейся нелинейным и нестационарным объектом. Регулируемая система может подвергаться воздействию сигнала и параметрического возмущения. Выбор параметров регулятора осуществляется по математической модели источника питания (далее – ИП). Упрощение системы достигается линеаризацией в максимально возможной точке работы системы.

В рамках магистерской диссертации был разработан аккумуляторный ИП малой мощности. Структура системы управления состоит из двух контуров регулирования: внутреннего контур тока с максимальным значением 120 А; внешний контур мощности с максимальным значением 4,2 кВт. В состав внешнего контура входит ПИ-регулятор на операционном усилителе и электрических элементах. Параметры регулятора мощности (далее – РМ) сначала были определены экспериментальным путём. Затем были проведены испытания ИП на больших реостатах и по полученным результатам были изменены параметры РМ для получения желаемых переходных процессов. Расчёт параметров РМ стандартным математическим путём, используемым для нелинейной системы, более сложен.

Регулятор тока во внутреннем контуре тока имеет релейную характеристику, которая обеспечивает пошаговое переключение между двумя выходными значениями при непрерывном изменении сигнала задания на входе контура тока, является основным источником нелинейности исследуемой системы. Паразитные нелинейности включаются, в основном, ограничение максимального выходного тока или мощности, при ограничении напряжения аккумулятора.

Основной причиной нестационарности и изменения параметров системы с течением времени является снижение напряжения батареи, а также увеличение температуры силовых ключей – MOSFET

транзисторов. Замкнутая система регулирования позволяет частично уменьшить влияние этих свойств системы.

Сигнальные возмущения системы (ступенчатое изменение нагрузки ИП), а также параметрические возмущения (изменение параметров нагрузки ИП), невозможно предсказать.

Первый этап исследования заключался в построении и отладке цифровой модели контура регулирования тока. Была смоделирована схема регулятора тока, которым являлся микроконтроллер UC3843, и идентифицированы оставшиеся передаточные функции системы, т.е. передаточные функции силовой части системы, датчика тока и линейной нагрузки. Графики переходных процессов и значения действующих токов, полученные в результате моделирования, соответствуют реальным переходным процессам ИП.

Для создания имитационной модели внешнего контура регулирования мощности необходимо оценить параметры ПИ-регулятора и коэффициент передачи датчика мощности. Для расчёта РМ использовался метод разделения движений в многоконтурной системе автоматического управления. Расчётные соотношения РМ получены методом стандартных линейных форм и распределение корней характеристического полинома. Данный метод обеспечивает желаемую (монотонную или колебательную) форму переходных процессов, а также быстроедействие. Коэффициенты формы соответствуют стандартной линейной форме Бесселя, поскольку требуется монотонная траектория реакции системы на возмущающее воздействие, совместно с достаточно высоким быстродействием. [1]

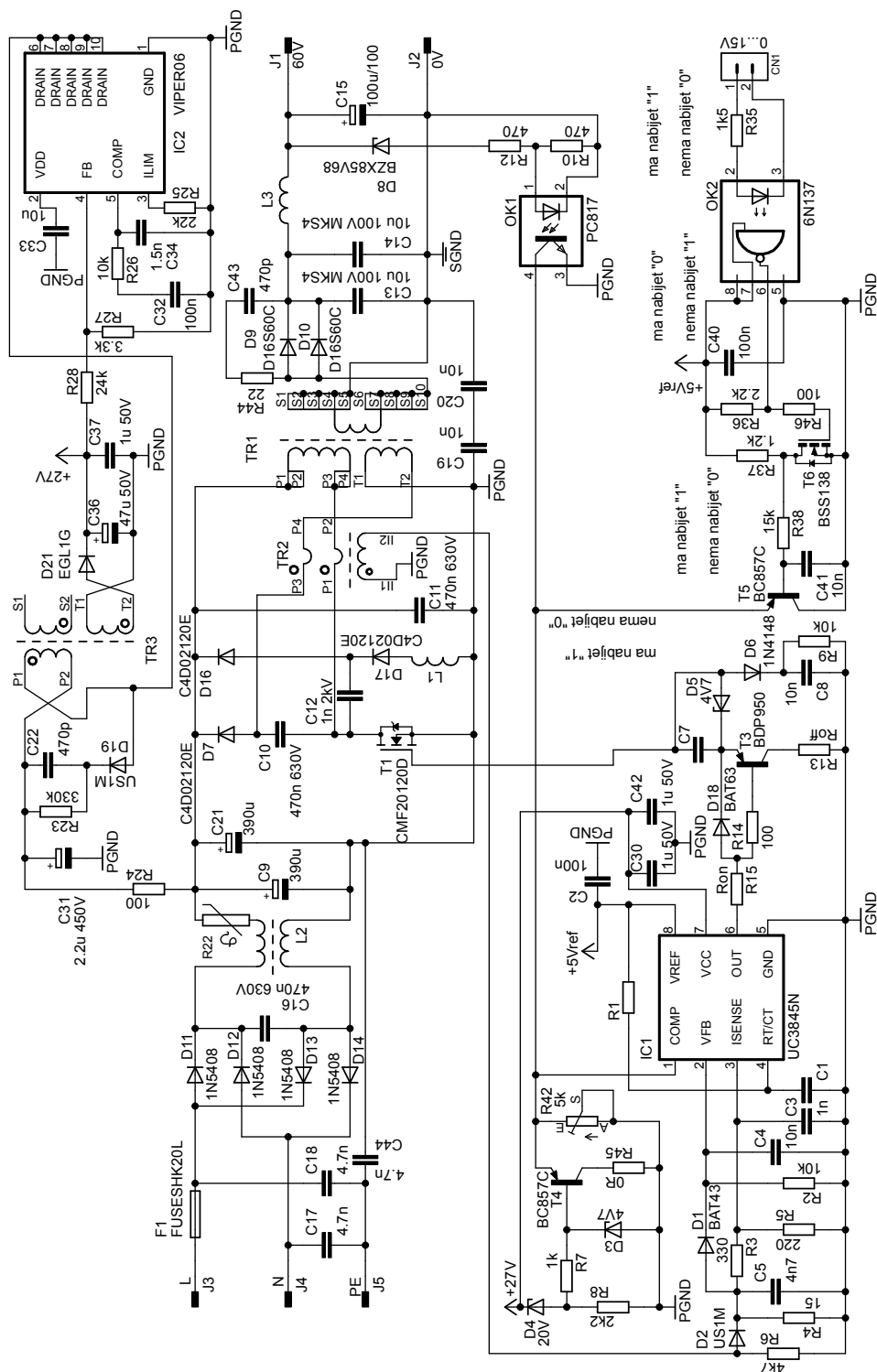
В докладе будут представлены: силовая схема ИП, принципиальная схема системы управления, структуры и расчётные соотношения контуров регулирования, результаты цифрового моделирования.

Задачей дальнейших исследований является создание экспериментального образца ИП с разработанной системой автоматического управления. Практическое подтверждение результатов синтеза.

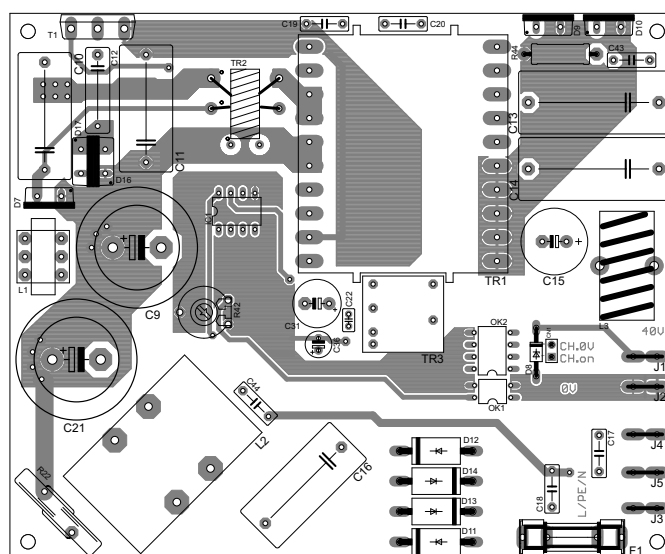
Литература:

1. Панкратов В.В., Избранные разделы теории автоматического управления: учеб. пособие / В.В. Панкратов, О.В. Нос, Е.А. Зима. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 223с.

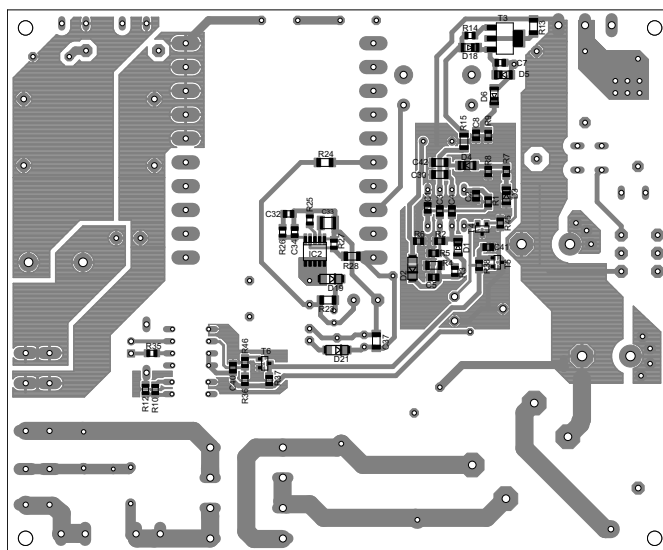
B PŘÍLOHY NABÍJEČKA



Obr. B.1: Schéma zapojení nabíječky.

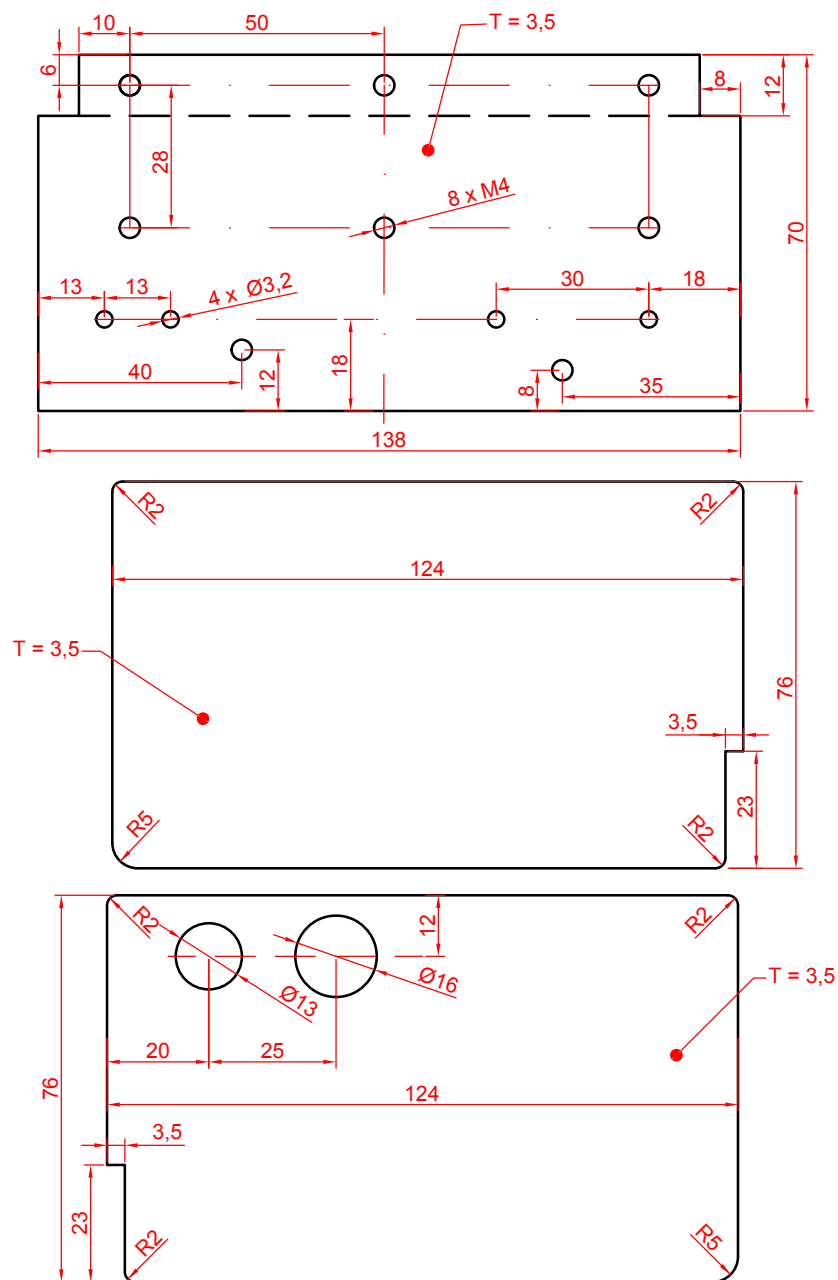


Obr. B.2: Horní strana osazení DPS nabíječky.

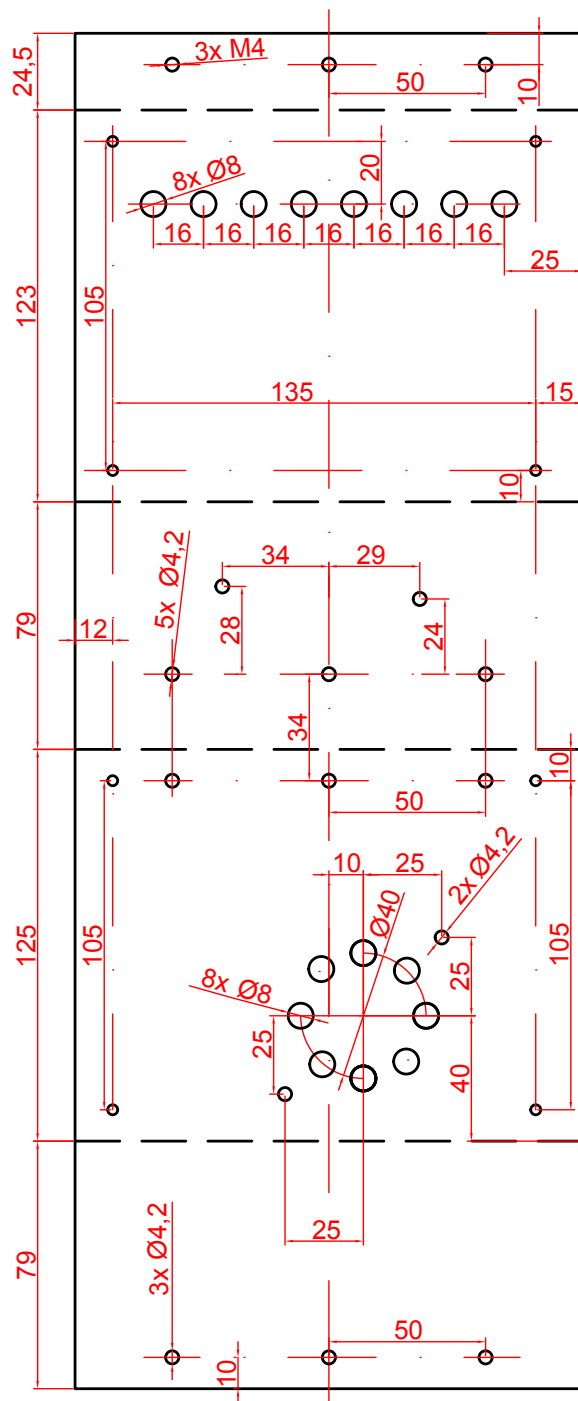


Part	Value	Device	Package	Part	Value	Device	Package
C1		C-EU-C0805	C0805	D17	C4D02120E	SIC 1200V	TO220ACS
C2	100n	C-EU-C0805	C0805	D18	BAT63	DIODE	MINIMELF
C3	1n	C-EU-C0805	C0805	D19	US1M	DIODE	DO214AC
C4	10n	C-EU-C0805	C0805	D21	EGL1G	DIODE	DO214AC
C5	4n7	C-EU-C0805	C0805	F1	FUSES HK20L	Fuse	SHK20L
C7		C-EU-C0805	C0805	IC1	UC3845N	SMPS Controller	DIL08
C8	10n	C-EU-C0805	C0805	IC2	VIPER06	VIPER06	SSO10
C9	390u	CPOL-EUE10-25	EB25D	L1		EE16	EE16
C10	470n 630V	C-EU225	C225-113X268W	L2		DVOJTLUM	DVOJTLUM
C11	470n 630V	C-EU225	C225-113X268W	L3		žlutý prstenec	žlutý prstenec
C12	1n 2kV	C-EU150	C150-054X183	OK1	PC817	OPTO COUPLER	DIL04
C13	10u 100V MKS4	C-EU275	C275-134X316	OK2	6N137	OPTO COUPLER	DIL08
C14	10u 100V MKS4	C-EU275	C275-134X316	R1		R-EU-SMD0805	R0805
C15	100u/100	CPOL-EUE5-13	E5-13	R2	10k	R-EU-SMD0805	R0805
C16	470n 630V	C-EU225	C225-113X268W	R3	330	R-EU-SMD0805	R0805
C17	4.7n	C-EUC075	C075-032X103W	R4	15	R-EU-SMD1206	R1206
C18	4.7n	C-EUC075	C075-032X103W	R5	220	R-EU-SMD0805	R0805
C19	10n	C-EUC075	C075-032X103W	R6	4k7	R-EU-SMD0805	R0805
C20	10n	C-EUC075	C075-032X103W	R7	1k	R-EU-SMD0805	R0805
C21	390u	CPOL-EUE10-25	EB25D	R8	2k2	R-EU-SMD0805	R0805
C22	470p	C-EU025	C025-025X050	R9	10k	R-EU-SMD0805	R0805
C30	1u 50V	C-EU-C1206	C1206	R10	470	R-EU-SMD0805	R0805
C31	2.2u 450V	CPOL-EUE5-10.5	E5-10,5	R12	470	R-EU-SMD0805	R0805
C32	100n	C-EU-C0805	C0805	R13	Roff	R-EU-SMD1206	R1206
C33	10u	C-EUC1210K	C1210K	R14	100	R-EU-SMD0805	R0805
C34	1.5n	C-EU-C0805	C0805	R15	Ron	R-EU-SMD1206	R1206
C36	47u 50V	CPOL-EUE2.5-6	E2,5-6	R22		NTC	NTC
C37	1u 50V	C-EU-C1206	C1206	R23	330k	R-EU-SMD1206	R1206
C40	100n	C-EU-C0805	C0805	R24	100	R-EU-SMD1206	R1206
C41	10n	C-EU-C0805	C0805	R25	22k	R-EU-SMD0805	R0805
C42	1u 50V	C-EU-C1206	C1206	R26	10k	R-EU-SMD0805	R0805
C43	470p	C-EUC075	C075-032X103W	R27	3.3k	R-EU-SMD0805	R0805
C44	4.7n	C-EUC075	C075-032X103W	R28	24k	R-EU-SMD1206	R1206
CN1	2-Pin 0,254cm	HEADER_1X02	HEADER_1X02	R35	1k5	R-EU-SMD0805	R0805
D1	BAT43	DIODE	MINIMELF	R36	2.2k	R-EU-SMD0805	R0805
D2	US1M	DIODE	DO214AC	R37	1.2k	R-EU-SMD0805	R0805
D3	4V7	Z-Diode	SOD80C	R38	15k	R-EU-SMD0805	R0805
D4	20V	Z-Diode	SOD80C	R42	5k	TRIM_EU-LI10	LI10
D5	4V7	Z-Diode	SOD80C	R44	22	R-EU-R0414/15	0414/15
D6	1N4148	DIODE	MINIMELF	R45	0R	R-EU-SMD0805	R0805
D7	C4D02120E	SIC 1200V	TO220ACS	R46	100	R-EU-SMD0805	R0805
D8	BZX85V68	BZX85 Z-Diode	DO41Z10	T1	CMF20120D	SIC 1200V	TO247AV
D9	D16S60C	SIC 600V	TO220ACS	T3	BDP950	PNP pow.tran.	SOT223
D10	D16S60C	SIC 600V	TO220ACS	T4	BC857C	PNP Transistor	SOT23-BEC
D11	1N5408	Rectifier diode	DO201-15	T5	BC857C	PNP Transistor	SOT23-BEC
D12	1N5408	Rectifier diode	DO201-15	T6	BSS138	N-CH MOS FET	SOT23
D13	1N5408	Rectifier diode	DO201-15	TR1		ETD4917	ETD4917
D14	1N5408	Rectifier diode	DO201-15	TR2		T1305	T1305
D16	C4D02120E	SIC 1200V	TO220ACS	TR3		EE16	EE16

Obr. B.4: Soupis součástek osazených na DPS nabíječky.



Obr. B.5: Rozměry chladiče a bočné stěny nabíječky.



Obr. B.6: Obvodové steny nabíječky.

C PŘÍLOHY OBSAH CD

CD Akumulatorovy svarovací zdroj	
1 latex praca.....	ZDROJOVÉ SOUBORY TEX-U
2 nakresy.....	STROJÍRENSKÉ VÝKRESY V DWG A PDF
1 chladic	
2 podstava	
3 predni panel	
4 predni panel nalepka	
5 boky vrch	
6 nabijec chladic	
7 nabijec kryt	
3 schemy.....	SCHEMATA OBVODŮ A NÁVRHY DPS
celkova schema kabelaze program DSE	
nabijecka	
svarecka	
4 prubehy svarecka..	OSCILOSKOPEM SLEDOVANÉ PRŮBĚHY - SVÁŘEČKA
5 prubehy nabijecka...	OSCILOSKOPEM SLEDOVANÉ PRŮBĚHY - NABÍJEČ
6 foto vyrobku.....	FOTODOKUMENTACE VÝROBY A MĚŘENÍ
nabijecka	
svarecka	
7 simulace.....	MODELY SIMULOVANÉ V MATLABU/SIMULING
8 literatura....	POUŽITA LITERATURA, KATALOGOVÉ LISTY SOUČÁSTEK